

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**ESTUDO DE UMA FONTE DE ALIMENTAÇÃO,
COM COMUTAÇÃO SUAVE, FREQUÊNCIA
CONSTANTE, PARA ALTAS POTÊNCIAS**

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PARA OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA

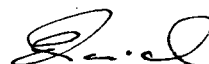
CÉZAR ANDRÉ PEDERSEN

FLORIANÓPOLIS, DEZEMBRO DE 1993.

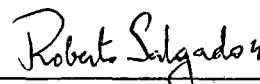
ESTUDO DE UMA FONTE DE ALIMENTAÇÃO, COM COMUTAÇÃO SUAVE, FREQUÊNCIA CONSTANTE, PARA ALTAS POTÊNCIAS

CÉZAR ANDRÉ PEDERSEN

ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA PARA OBTENÇÃO DO TÍTULO DE
MESTRE EM ENGENHARIA, ESPECIALIDADE ENGENHARIA ELÉTRICA, E
APROVADA NA SUA FORMA FINAL, PELO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO DA
UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA



Prof. Enio Valmor Kassick, Dr.
Orientador



Prof. Roberto de Souza Salgado, PhD
Coordenador do Curso de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica

BANCA EXAMINADORA:



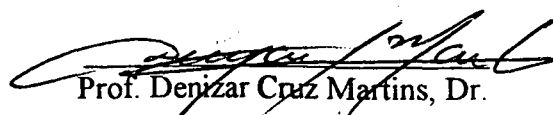
Prof. Enio Valmor Kassick, Dr.



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.



Prof. Hari Bruno Mohr, Dr.



Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.

Aos meus Pais, Ernani e Ieda
e a minha irmã Raquel

AGRADECIMENTOS

Neste documento de seu trabalho, o autor não poderia deixar de expressar sua gratidão ao grande número de pessoas que o orientaram, auxiliaram, encorajaram e, de diversas maneiras, marcaram uma convivência produtiva. Esperando não ser injusto, registra especiais agradecimentos:

- Aos técnico do LAMEP, Antônio Luis Schalata Pacheco, Luís Marcellus Coelho e Adenir João da Silva pelo excelente suporte técnico;

- Aos professores Arnaldo José Perin, Denizar Cruz Martins, Hari Bruno Mohr e João Carlos dos Santos Fagundes. Cada um deles contribuiu de alguma forma para os resultados desta pesquisa;

- Ao Orientador, Prof. Enio Valmor Kassick, pela dedicação, por discussões proveitosas, pelo apoio e compreensão em momentos de maior dificuldades ao longo da maturação da pesquisa;

- Ao Prof. Ivo Barbi pela segura e objetiva co-orientação;

- Aos membros da banca examinadora, pelos comentários e sugestões;

- Ao amigo José Renes Pinheiro pelas contribuições e sugestões dadas ao longo de todo trabalho;

- A Universidade Federal de Santa Catarina e à CAPES, pelo apoio financeiro;

- Aos meus colegas de curso pelo companheirismo durante esse período.

SUMÁRIO

Simbologia	ix
Resumo	xi
Abstract	xii
Introdução	xiii

Capítulo I - Estudo do Conversor Básico 1

1.1- Introdução	2
1.2 - Análise Qualitativa	3
1.2.1 - Princípio de Funcionamento e Etapas de Operação	4
1.2.2 - Principais Formas de Onda	9
1.3 - Análise Quantitativa	10
1.3.1 - Equações Básicas em Cada Etapa de Funcionamento	10
1.3.2 - Característica de Saída	15
1.3.3 - Análise da Comutação	16
1.4 - Conclusão	18

Capítulo II - Estudo do Conversor Operando em Ampla Faixa de Carga com Comutação Não-Dissipativa 19

2.1 - Introdução	20
2.2 - Análise Qualitativa	21
2.2.1 - Princípio de Funcionamento e Etapas de Operação	21
2.2.2 - Principais Formas de Onda	24
2.3 - Análise Qualitativa	25

2.3.1 - Equações Básicas em Cada Etapa de Funcionamento	25
2.3.2 - Análise da Comutação	29
2.4 - Conclusão	30

Capítulo III - Dimensionamento dos Elementos de Potência

3.1 - Introdução	33
3.2 - Cálculo da Corrente Eficaz Máxima no Primário do Transformador	33
3.3 - Cálculo da Corrente de Pico no Primário do Transformador	33
3.4 - Cálculo da Corrente Média e Eficaz nas Chaves Principais	33
3.5 - Cálculo da Corrente Média e Eficaz nas Chaves Auxiliares	36
3.6 - Conclusão	39

Capítulo IV - Projeto e Resultados de Simulação

4.1 - Introdução	41
4.2 - Projeto do Transformador	41
4.2.1 - Determinação do Núcleo	41
4.2.2 - Determinação do Número de Espiras do Primário	42
4.2.3 - Determinação da Relação de Transformação n	42
4.2.4 - Determinação do Número de Espiras de Cada Secundário	42
4.2.5 - Cálculo da Corrente de Saída no Primário do Transformador	43
4.2.6 - Cálculo da Corrente de Pico no Primário do Transformador	43
4.2.7 - Dimensionamento dos Fios de Cada Secundário	43
4.2.8 - Dimensionamento dos Fios do Primário	44
4.2.9 - Cálculo Térmico	44

4.2.9.1 - Perdas no Cobre	44
4.2.9.2 - Perdas no Núcleo	45
4.2.9.3 -Elevação da Temperatura no Núcleo do Transformador	45
4.2.10 - Parâmetros do Transformador Obtidos Experimentalmente	46
4.3 - Cálculo da Indutância Ressonante L_r	46
4.4 - Cálculo do Indutor Ressonante L_r	47
4.4.1 - Determinação do Núcleo	47
4.4.2 - Determinação do Número de Espiras	47
4.4.3 - Determinação do Entreferro	48
4.4.4 - Cálculo Térmico	48
4.5 - Cálculo da Corrente Máxima do Indutor Auxiliar $I_{L_{amax}}$	48
4.6 - Cálculo da Indutância Auxiliar de Comutação	49
4.7 - Cálculo do Indutor Auxiliar	49
4.8 - Cálculo da Indutância do Filtro de Saída L_o	50
4.9 - Cálculo do Indutor do Filtro de Saída	50
4.10 - Cálculo do Capacitor de Bloqueio em Série com o Primário do Transformador C_b	50
4.11 - Cálculo do Capacitor do Filtro de Saída C_o	51
4.12 - Cálculo dos Diodos Retificadores de Saída	51
4.13 - Escolha dos MOSFETs	53
4.14 - Resultado de Simulação	54
4.15 - Conclusão	57
Capítulo V - Resultados Experimentais	58
5.1 - Introdução	59

5.2 - Formas de Onda 59

5.3 - Eficiência 62

5.4 - Conclusão 63

Conclusão Geral 64

Referências Bibliográficas 66

Apêndice 68

SIMBOLOGIA

Ae - Área efetiva da perna central do núcleo
 Aw - Área da janela do núcleo com carretel
 B_{\max} - Máxima densidade de fluxo magnético
 C_1, C_2, C_3 e C_4 - Capacitâncias intrínsecas dos MOSFETs
 Cb - Capacitor de bloqueio
 Ccg - Capacitor de grampeamento
 Cd - Capacitância dos diodos retificadores de saída
 Ceq - Capacitância equivalente
 Ciss - Capacitância de entrada equivalente do MOSFET
 Co - Capacitância do filtro de entrada
 Coss - Capacitância de saída equivalente do MOSFET
 D - Razão cíclica
 Dcg - Diodo de grampeamento
 D_1, D_2, D_3 e D_4 - Diodos intrínsecos dos MOSFETs
 D_n - Diodos
 D_{r1} e D_{r2} - Diodos retificadores
 E_1 e E_2 - Fontes de entrada
 fs - Frequência de chaveamento
 ID_{ef} - Corrente eficaz do MOSFET
 ID_{pk} - Corrente de pico repetitiva do MOSFET
 Ief - Corrente eficaz
 I_F - Corrente direta do diodo
 I_{Fpk} - Corrente de pico repetitiva do diodo
 I_{Lr} - Corrente no indutor ressonante
 I_{La} - Corrente no indutor auxiliar de comutação
 Io - Corrente média de saída
 Iop - Corrente de saída referida ao primário
 I_{pk} - Corrente de pico
 J_{\max} - Máxima densidade de corrente
 KE - Coeficiente de perdas por correntes parasitas
 KH - Coeficiente de perdas por histerese
 Kp - Fator de utilização do primário
 Ku - Fator de utilização do núcleo
 Kt - Fator de topologia
 Kw - Fator de enrolamento
 La - Indutor auxiliar de comutação
 lg - Entreferro do núcleo
 Ld - Indutância de dispersão do transformador
 Lm - Indutância de magnetização do transformador
 Lo - Indutância do filtro de saída
 Lr - Indutância de ressonância
 lt - Comprimento médio de uma espira
 n - Relação de transformação

N - Número de espiras do indutor
 n_f - Número de fios associados em paralelo
 N_p - Número de espiras do primário do transformador
 N_s - Número de espiras do secundário do transformador
 P_{cg} - Potência dissipada no circuito de grampeamento
 P_{cu} - Perdas no cobre
 P_n - Perdas no núcleo
 P_o - Potência média de saída
 P_t - Total de perdas no núcleo
 R_c - Resistência por unidade de comprimento
 R_{cg} - Resistência de grampeamento
 $R_{DS_{on}}$ - Resistência de condução do MOSFET
 R_o - Resistência de carga
 R_{SE} - Resistência série equivalente do capacitor
 R_t - Resistência térmica do núcleo para convecção natural
 S_f - Área da secção transversal do fio
 S_n - Chaves semicondutoras
 S_{Ts} - Área total de fios no secundário do transformador
 t_f - Tempo de bloqueio da chave semicondutora
 t_r - Tempo de entrada em condução da chave semicondutora
 t_{rr} - Tempo de recuperação reversa do diodo
 T - Período de chaveamento
 V_{ab} - Tensão entre os pontos "a" e "b"
 V_{cg} - Tensão de grampeamento
 V_{DS} - Tensão "Drain-Source" do MOSFET
 V_F - Tensão de condução do diodo
 V_{in} - Tensão média do barramento CC
 V_n - Volume do núcleo
 V_o - Tensão média de saída
 V_R - Tensão reversa do diodo
 ω_r - Frequência angular de ressonância
 Z_r - Impedância de ressonância característica
 Δ - Profundidade de penetração
 ΔB_{max} - Excursão da densidade de fluxo máxima
 ΔD - Redução da razão cíclica
 ΔI_{Lo} - Variação da corrente no indutor L_o
 ΔT_n - Elevação de temperatura no núcleo
 Δt_n - Tempo de cada etapa
 $\Delta V_{c(max)}$ - Máxima queda de tensão nos capacitores de bloqueio
 η - Rendimento
 μ_o - Permeabilidade magnética do ar
 μ_r - Permeabilidade relativa

Resumo

O presente trabalho apresenta o estudo detalhado de um conversor com topologia modificada à partir do conversor em Meia-Ponte, que apresenta tensão de saída em três níveis distintos, com comutação dos interruptores sob tensão nula.

Inicialmente é estudada uma topologia básica que difere da estrutura em Meia-Ponte convencional pela presença de uma terceira chave, com o que se obtém o terceiro nível de tensão. Esta topologia, no entanto, apresenta limitação quanto à faixa de carga, dentro da qual se tem garantida a característica de comutação sob tensão nula.

Na sequência é apresentado o estudo referente a uma variante da topologia básica, na qual, devido à inclusão de um indutor auxiliar, tem-se a comutação sob tensão nula para uma ampla faixa de carga. São apresentados estudos teórico-analíticos, procedimento de projeto e resultados de simulação em computador digital do funcionamento desta estrutura.

Finalmente, são apresentados resultados experimentais, obtidos sobre um protótipo de laboratório com potência nominal de 1500W, construído à partir da topologia variante. Os resultados obtidos possibilitam concluir pela validade do estudo teórico realizado e das simulações obtidas.

Abstract

A detailed study of a converter with modified topology based on the Half-Bridge converter is presented, with three-level output voltage and zero-voltage switching.

The study began with a basic topology that is different of the Half-Bridge one by the presence of a third switch, allowing the three-level output voltage. However, the basic topology achieved the zero-voltage switching just on a limited load range.

On sequence it is presented the study of a variation on the basic topology, with the addition of an auxiliary inductor, achieving the zero-voltage switching on an extended load range. Theoretical and analytical studies are presented, with procedures for design and simulation results of the circuit on a digital computer.

On the end experimental results are presented, from a laboratory prototype build on the topology variation, with a nominal power of 1500W. The laboratory results showed the validation of the theoretical studies and the simulation.

Introdução

A Energia Elétrica é obtida pela transformação de uma outra forma de energia. Quando gerada, a sua quase totalidade possui a forma alternada e geralmente é assim transmitida até os grandes centros consumidores.

Com o desenvolvimento de aparelhos eletro-eletrônicos cada vez mais sofisticados, a energia elétrica em sua forma comercial praticamente deixou de ser diretamente utilizável. Então surgiu a necessidade de se adaptar esta energia às novas solicitações. Isto é feito de diversas maneiras, tais como: Correntes e tensões constantes, correntes e tensões alternadas com frequência variável, correntes e tensões com frequência e amplitude variáveis, etc...

Estas solicitações fizeram surgir os conversores estáticos de potência (chaveados), entre os quais se encontram os conversores CC-CC "PWM" (Modulação por Largura de Pulso).

Estes conversores armazenam energia em capacitores e indutores, isto implica em peso e volume. A elevação da frequência de chaveamento reduz o tamanho destes componentes e também dos conversores.

A frequência de chaveamento dos conversores PWM CC-CC é limitada pelas velocidades de suas chaves (semicondutoras).

O progresso nas pesquisas para desenvolvimento de novas chaves e com melhorias nas existentes, tornou possível a elevação da frequência de chaveamento devido a diminuição dos tempos de entrada e bloqueio da chave semicondutora ("tr" e "tf" respectivamente).

Além das perdas de comutação, os dois outros problemas que limitam a elevação da frequência de operação dos conversores PWM são: as sobretensões no bloqueio das chaves semicondutoras devido às indutâncias parasitas e o elevado " di/dt ", na entrada em condução, provocado pela descarga do capacitor intrínseco das chaves semicondutoras.

As perdas de comutação podem ser praticamente eliminadas, pela redução da tensão ou corrente para zero, durante a comutação. Duas técnicas podem ser utilizadas: comutação sob corrente nula ("ZCS - Zero Current Switching") e comutação sob tensão nula ("ZVS - Zero Voltage Switching").

Os conversores ressonantes CC-CC com comutação sob corrente ou tensão nula, tem sido largamente utilizados para operação em altas frequências de chaveamento, por proporcionarem baixas perdas e baixos "stresses" de comutação, baixos dv/dt e di/dt e baixos níveis de interferência eletromagnéticas e de rádio frequência.

No que diz respeito a conversores CC-CC de potência em torno de 200W, com aplicações como fontes chaveadas para equipamentos diversos, tais como microcomputadores, videos, televisores, etc, já existem topologias consolidadas.

Já para conversores em altas potências, na faixa de 1000 a 2000W, os conhecimentos são escassos, não existindo até o presente uma topologia consagrada.

Estudos recentes [1,2] inspirados no inversor três níveis convencional [3], tem apresentado conversores CC-CC com comutação sob tensão nula (ZVS), a três níveis.

Neste trabalho é apresentado um conversor CC-CC (fonte chaveada), para potência de 1500W, como uma alternativa às topologias existentes.

Este conversor opera com frequência fixa ($f_s = 100\text{KHz}$), o que permite a redução volume peso dos componentes de potência, disso resultando um conversor com alta densidade de potência, apresentando ainda característica de comutação não dissipativa (tipo ZVS), para ampla faixa de carga.

Capítulo I

Estudo do Conversor Básico

1.1 - Introdução

O conversor proposto é mostrado na figura 1.1 . É um Conversor CC-CC Meia Ponte (Half-Bridge) Modificado, Modulado por Largura de Pulso (PWM), tensão de saída a três níveis com comutação não dissipativa (ZVS). É composto por três chaves, duas chaves principais (S_1 e S_2) e uma chave auxiliar (S_3). Tr é o transformador isolador. Lr é o indutor de comutação, composto pelo indutor externo mais a indutância de dispersão do transformador. O estágio de saída é formado pelos retificadores D_{r1} e D_{r2} e o filtro de saída é composto pelo indutor L_o e pelo capacitor C_o . R_o representa a resistência de carga.

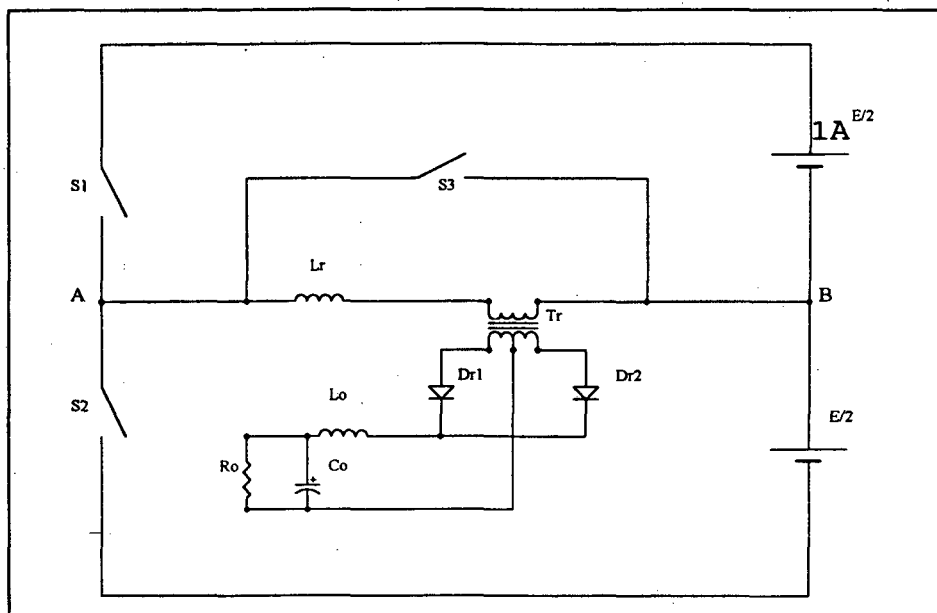


Fig. 1.1 Estrutura Básica do
Conversor Meia-Ponte PWM-ZVS-Três Níveis

Se as chaves S_1 , S_2 e S_3 são comandadas adequadamente, obtém-se entre os pontos A e B uma tensão a Três Níveis ($+E/2$, 0 , $-E/2$), mostrada na figura 1.2 .

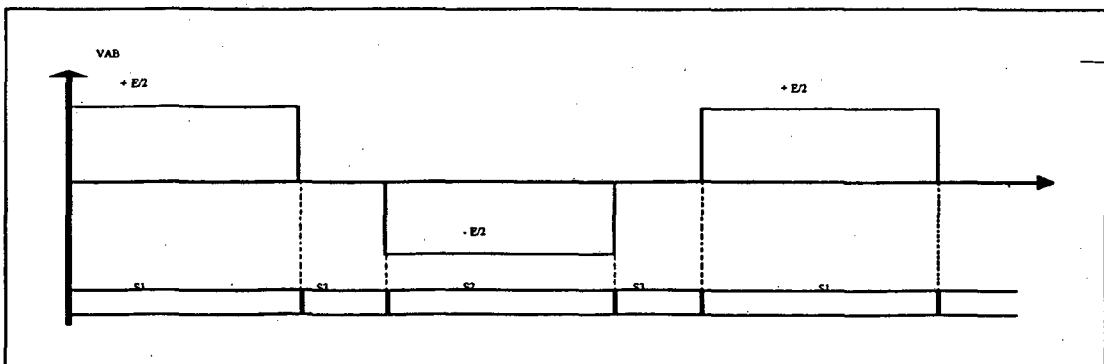


Fig. 1.2 - Comando das Chaves

As etapas básicas para um período são :

- a) chave S_1 on , chaves S_2 e S_3 off , tensão $V_{AB} = + E/2$
- b) chave S_3 on , chaves S_1 e S_2 off , tensão $V_{AB} = 0$
- c) chave S_2 on , chaves S_1 e S_3 off , tensão $V_{AB} = - E/2$
- d) chave S_3 on , chaves S_1 e S_2 off , tensão $V_{AB} = 0$

As etapas básicas a e c são responsáveis pela transferência de potência das fontes para a carga e as etapas b e d constituem intervalos de roda-livre, onde a tensão V_{AB} (tensão entre os pontos A e B) é levada à zero.

1.2 - Análise Qualitativa

A análise qualitativa feita a partir de chaves ideais é bastante simples, portanto não apresenta grande utilidade prática, pois a implementação deste conversor irá requerer a utilização de chaves reais, cujo modelo agrega ao interruptor ideal, elementos parasitas tais como diodo e capacitâncias intrínsecas. Este conversor pode ser implementado à partir de chaves IGBTs ou MOSFETs. No presente estudo, optou-se pela utilização de MOSFETs principalmente pela especificação da frequência a que se quer operar ($f_s = 100\text{KHz}$).

Em virtude da chave S_3 ser bidirecional em corrente, usou-se no lugar desta chave dois MOSFETs em anti-série como mostra a figura (1.3) , denominadas agora de chaves auxiliares (M_3 e M_4). Nesta figura é representado também os diodos (D_3 e D_4) e capacitores (C_3 e C_4) intrínsecos dos MOSFETs .

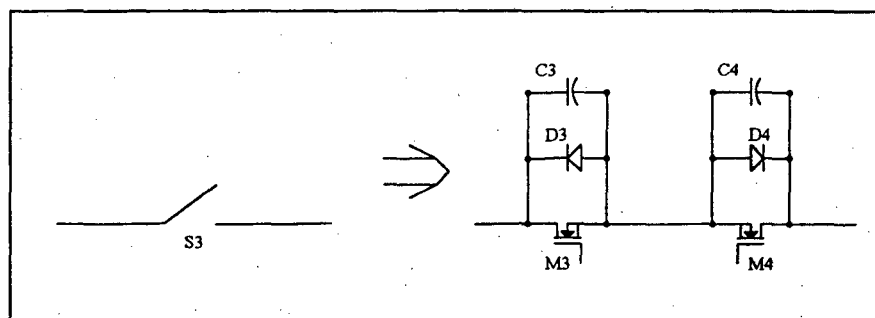


Fig. 1.3 - Implementação da chave bidirecional em corrente

Na figura 1.4 está o conversor CC-CC implementado com MOSFETs, os diodos D_1 , D_2 , D_3 e D_4 e os capacitores C_1 , C_2 , C_3 e C_4 são os intrínsecos dos MOSFETs .

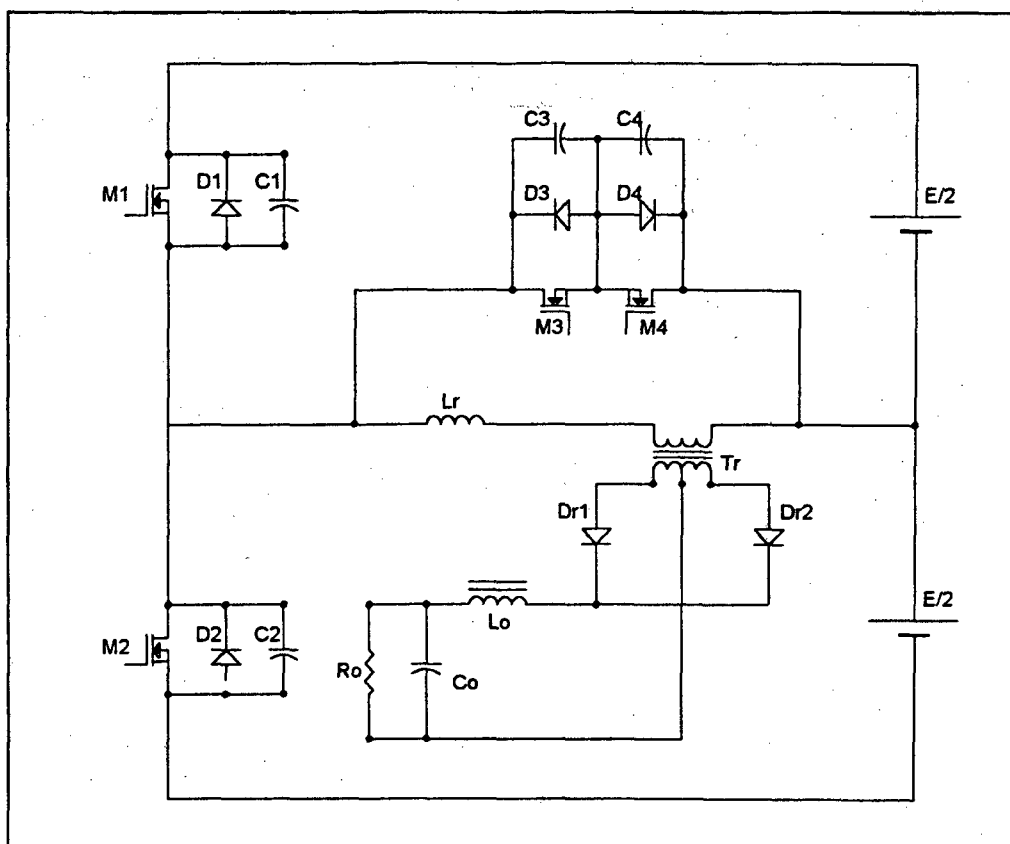


Fig. 1.4 Conversor Half-Bridge - PWM - ZVS - Três Níveis

1.2.1 - PRINCÍPIO E ETAPAS DE OPERAÇÃO

Para simplificar a análise, as seguintes suposições são feitas:

- O circuito está operando em regime permanente.
- Todas as chaves semicondutoras de potência apresentam tempos de chaveamento e quedas resistivas nulas.
- As capacitâncias intrínsecas de saída dos MOSFETs são consideradas constantes e de mesmo valor, incorporando todas as capacitâncias parasitas (transformador, indutor, fiação) do circuito.
- A indutância do filtro de saída é suficientemente grande para ser aproximada por uma fonte de corrente constante e com valor igual à corrente de carga I_o .
- A corrente de magnetização do transformador é desprezível frente à corrente de carga em estudo.

- As tensões das fontes CC de entrada são consideradas idênticas e sem ondulação (ripple) de tensão.

Ressalta-se que as simplificações e suposições realizadas não alteram o comportamento básico do circuito a ser estudado.

A figura 1.5 mostra o circuito modificado com as suposições feitas acima, onde os elementos de saída estão referidos ao primário do transformador.

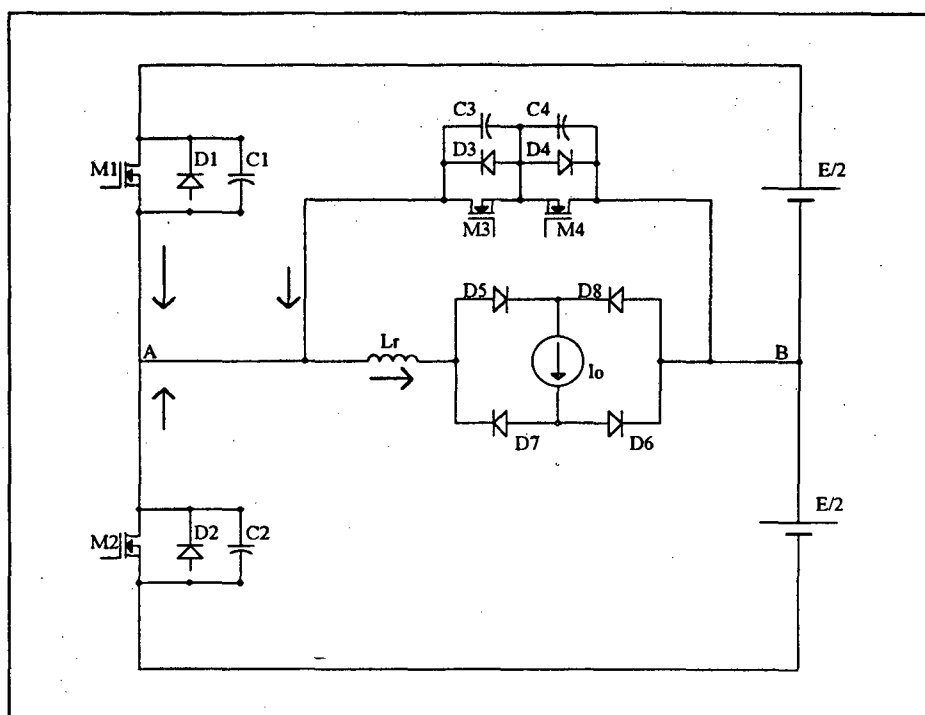


Fig. 1.5 Conversor Half - Bridge PWM - ZVS Simplificado

A figura 1.6 mostra as seis (6) etapas topológicas de operação para um semi-período e a primeira etapa do semi-período subsequente (simétrica a primeira etapa), sendo enegrecidos os componentes que estão conduzindo e os caminhos que a corrente percorre. Na figura 1.7 estão representadas as formas de onda teóricas. A operação é descrita como segue:

a) Primeira Etapa: (t_0, t_1)

Durante a primeira etapa a corrente flui através da carga I_o , fonte $E/2$, chave M_1 , indutor ressonante L_r e os diodos D_5 e D_6 . Nesta etapa é realizada a maior transferência de energia da fonte de alimentação para a carga.

b) Segunda Etapa : (t_1, t_2)

Esta etapa inicia em t_1 , quando é enviado um sinal de bloqueio à chave M_1 ; esta bloqueia-se praticamente em zero de tensão. O capacitor C_3 se descarrega, variando sua tensão de $E/2$ (tensão da fonte) até zero, pelo MOSFET M_4 . Esta etapa finaliza no instante t_2 , quando a tensão V_{C_3} chegar à zero.

Nesta etapa também há transferência de energia da fonte para a carga, porém em quantidade muito pequena devido ao curto período de tempo envolvido.

c) Terceira Etapa: (t_2, t_3)

Esta etapa inicia no instante t_2 quando a tensão V_{C_3} atinge zero. Com isso o diodo D_3 fica diretamente polarizado e começa conduzir. É uma etapa de roda-livre, na qual a corrente de carga flui através de M_4 , D_3 , L_r , os diodos D_5 e D_6 e a carga I_o . Durante esta etapa a tensão V_{AB} é constante e apresenta valor nulo.

d) Quarta Etapa: (t_3, t_4)

No instante t_3 , M_4 é bloqueado em zero de tensão. A tensão em C_4 (V_{C_4}), cresce de zero até a tensão da fonte ($E/2$) de maneira cossenoidal.

Os diodos da ponte (D_5 , D_6 , D_7 e D_8) entram em condução nesta etapa, curto-circuitando a carga.

Esta etapa finaliza quando a tensão V_{C_4} alcança a tensão da fonte.

Para assegurar comutação em zero de tensão (ZVS), a energia armazenada no indutor ressonante L_r , deve ser maior do que a energia armazenada nos capacitores.

e) Quinta Etapa: (t_4, t_5)

Nesta etapa, os diodos da ponte (D_5 , D_6 , D_7 e D_8) ainda estão conduzindo, deixando a carga em curto-circuito. A corrente I_{L_r} flui através desses diodos decrescendo de forma linear, pois o indutor L_r fica submetido à tensão constante.

A energia armazenada no indutor de ressonância L_r é devolvida para a fonte através do diodo D_2 que entra em condução nesta etapa.

Esta etapa finaliza quando a corrente I_{L_r} se anula.

f) Sexta Etapa: (t_5, t_6)

Esta etapa inicia quando a corrente I_{L_r} atingir valor nulo. A corrente I_{L_r} cresce linearmente, mas em sentido oposto à quinta etapa. A chave M_2 entra em condução com tensão e corrente zero (ZVS e ZCS). A energia entregue à fonte na etapa anterior, agora retorna ao indutor de ressonância L_r . A sexta etapa tem seu fim quando a corrente I_{L_r} atingir o valor $(-I_o)$.

g) Sétima etapa: (t_6, t_7)

Esta etapa é simétrica a primeira etapa já descrita.

No instante que I_{L_r} atinge o valor da corrente de carga I_o inicia a sétima (7ª) etapa. Haverá transferência de energia da fonte para a carga, enquanto M_2 estiver conduzindo, formando a malha $E/2$, D_7 , I_o , D_8 , L_r e M_2 .

O comportamento do circuito durante o segundo semi-período é simétrico ao primeiro. Portanto, será omitido a sua descrição.

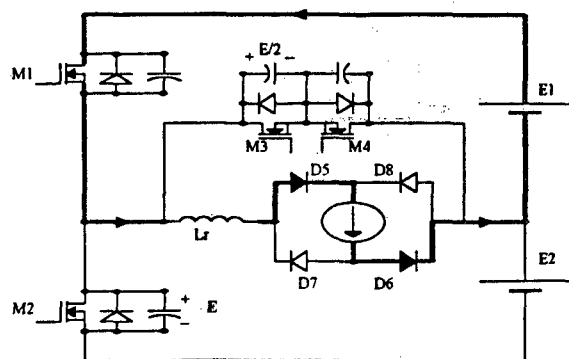


Fig.1.6a - Primeira Etapa

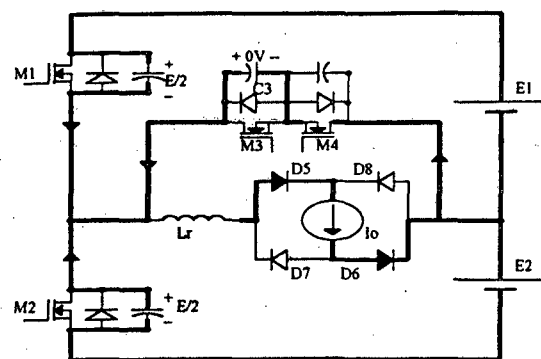


Fig. 1.6b - Segunda Etapa

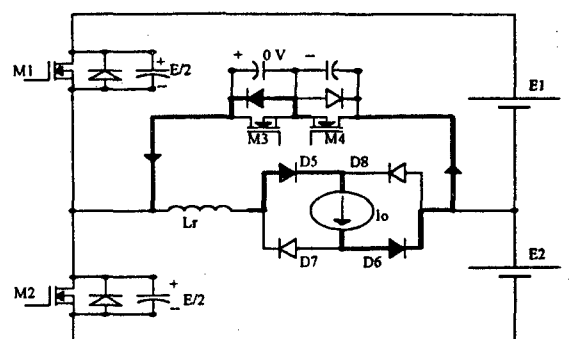


Fig. 1.6c - Terceira Etapa

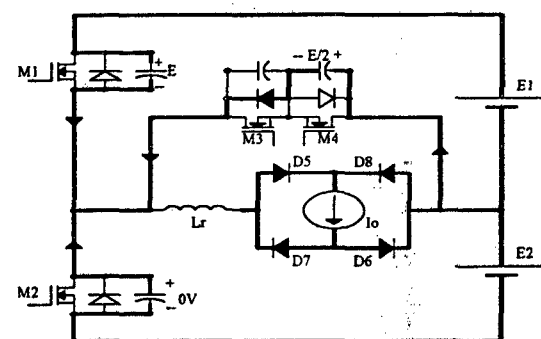


Fig. 1.6d - Quarta Etapa

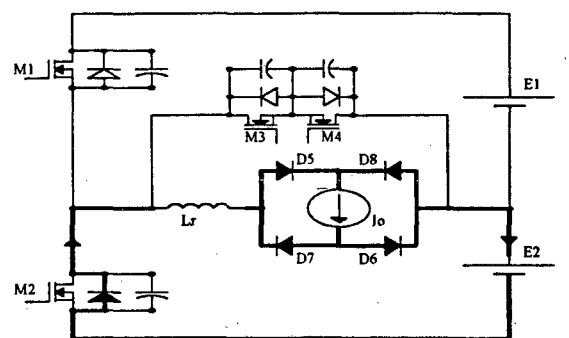


Fig. 1.6e - Quinta Etapa

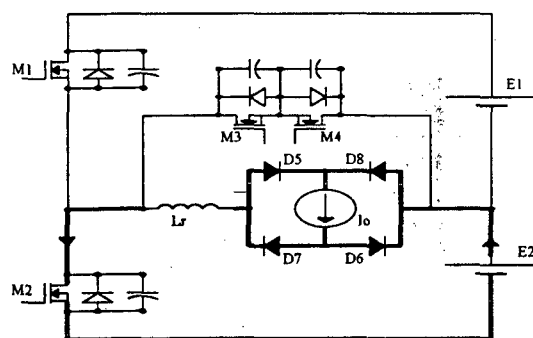


Fig. 1.6f - Sexta Etapa

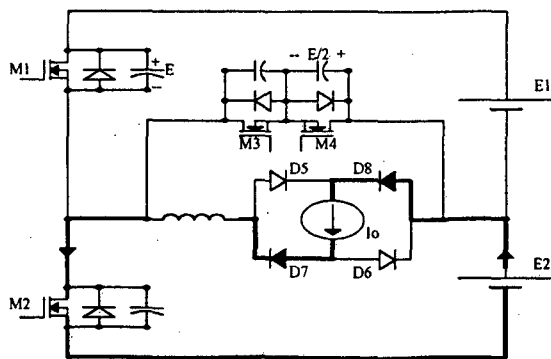


Fig. 1.6g - Sétima Etapa

Fig. 1.6 - Etapas de Operação do Conversor Half - Bridge PWM ZVS

1.2.2 - Principais Formas de Onda

As principais formas de onda teóricas estão representadas na figura 1.7.

A primeira forma de onda é a tensão entre os pontos A e B (V_{AB}). Percebe-se que a referida tensão esta limitada entre $+E/2$ e $-E/2$. Durante o intervalo Δt_3 ($t_3 - t_2$) a tensão entre os pontos A e B é zero. Neste intervalo a carga se encontra em roda livre.

A segunda forma de onda é a tensão na chave M_1 ; cujo valor máximo é igual à E . O mesmo acontece com a chave M_2 . Para as chaves M_3 e M_4 que fazem a roda livre a tensão máxima sobre elas é $E/2$, isto é, metade da tensão sobre as chaves M_1 e M_2 .

A terceira forma de onda apresentada é a corrente no indutor ressonante L_r . No instante t_0 tal corrente atinge o valor I_0 e permanecerá assim até o bloqueio da chave M_4 , quando então começa a decrescer; primeiramente sob forma cossenoidal e depois linearmente, passando por zero e chegando até o valor $(-I_0)$.

As últimas duas formas de onda referem-se ao comando das chaves. Observa-se que quanto maior o tempo em que as chaves M_3 e M_4 permanecerem fechadas menor será a transferência de potência para a carga. Consegue-se com isso controlar o fluxo de potência para a carga.

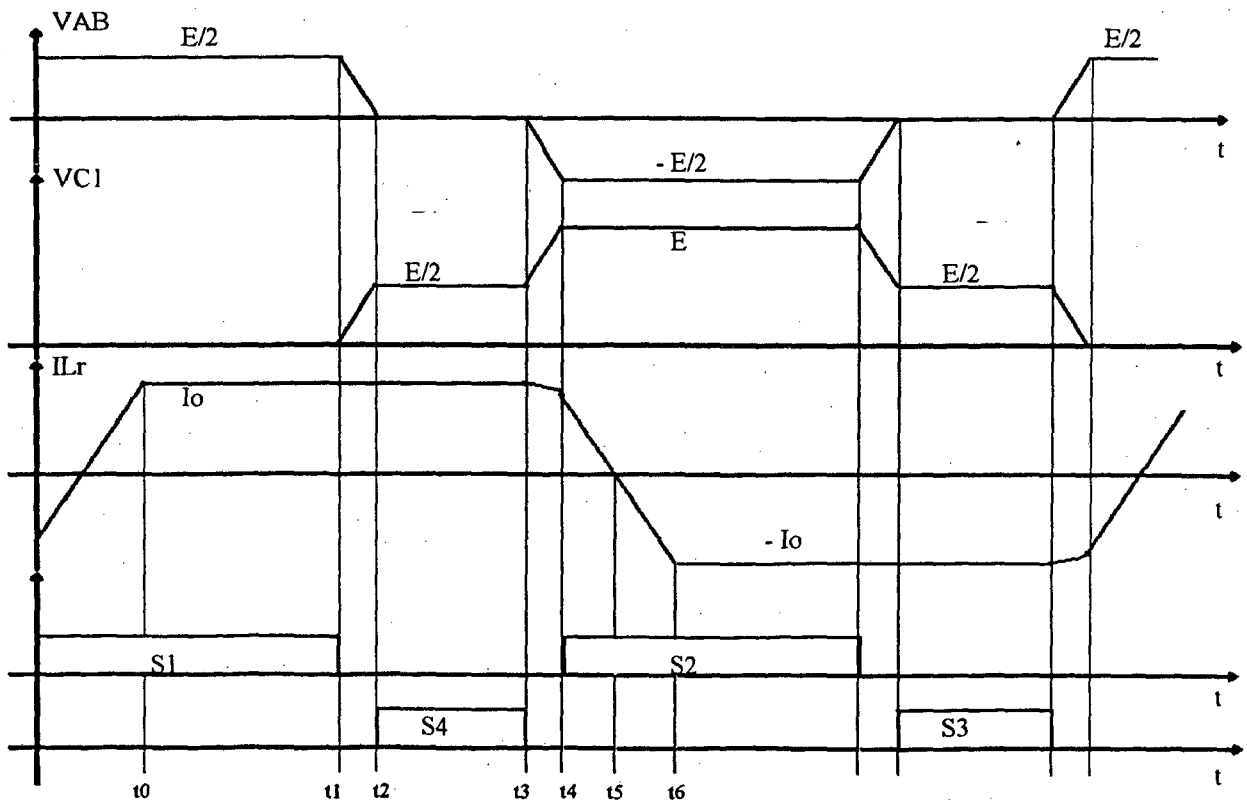


Fig. 1.7 - Principais Formas de Ondas Teóricas

1.3 -Análise Quantitativa

1.3.1 - Equações Básicas em Cada Etapa de Funcionamento

Primeira Etapa: (t_0 , t_1)

Nesta etapa não há alteração de corrente nem tensão.

V_{AB} permanece constante (+ $E/2$) em toda etapa , o mesmo acontecendo com a corrente I_L que permanece em I_o .

Durante esta etapa é transferida a potência da fonte para a carga.

Segunda Etapa : (t_1 , t_2)

A tensão no capacitor C_3 (V_{C3}) é dada pela expressão (1.1) :

$$V_{C_3}(t) = V_{Co} + \frac{1}{C_{eq}} \int i_c . dt \quad (1.1)$$

onde

$V_{Co} = E/2$ é a tensão inicial no instante t_1

C_{eq} é a capacitância equivalente (associação em paralelo dos capacitores intrínsecos dos MOSFETs M_1 , M_2 e M_4)

i_c é a corrente no capacitor C_3

Assumindo que a corrente i_c seja igual à corrente da fonte (I_o), tem-se então :

$$V_{C_3}(t) = \frac{E}{2} - \frac{I_o}{C_{eq}} \cdot (t_2 - t_1) \quad (1.2)$$

fazendo $\Delta t_2 = t_2 - t_1$ a equação (1.2) fica,

$$V_{C_3}(t) = \frac{E}{2} - \frac{I_o}{C_{eq}} \cdot \Delta t_2 \quad (1.3)$$

onde Δt_2 é o tempo de descarga de C_3 e conseqüentemente, o tempo de duração desta etapa

Assim, fazendo $V_{C3} = 0$ e isolando Δt_2 tem-se :

$$\Delta t_2 = \frac{E \cdot C_{eq}}{2 \cdot I_o} \quad (1.4)$$

A corrente no capacitor C_3 é dada por:

$$i_{c3} = C_3 \frac{d}{dt} V_{c3} \quad (1.5)$$

então, derivando a equação (1.3) e multiplicando-a por C_3 tem-se a corrente no capacitor C_3 que para este intervalo é também a corrente na chave M_4 .

$$i_{c3} = -\frac{I_o \cdot C_3}{C_{eq}} \quad (1.6)$$

Terceira Etapa: (t_2, t_3)

Durante a terceira etapa acontece a roda-livre, a tensão V_{AB} permanece constante e igual a zero e a corrente I_{Lr} permanece constante com valor I_o .

Quarta Etapa : (t_3, t_4)

As seguintes relações descrevem esta etapa:

$$V_{c1} - \frac{E}{2} - V_{c4} = 0 \quad (1.7)$$

$$V_{c2} + V_{c4} - \frac{E}{2} = 0 \quad (1.8)$$

$$i_{c1} + i_{c2} + i_{c4} - i_{Lr} = 0 \quad (1.9)$$

sabendo que $i_c = C \cdot \frac{d}{dt} V_c \quad (1.10)$

aplicando a equação (1.10) na equação (1.9) temos:

$$C_1 \frac{d}{dt} V_{c1} + C_2 \frac{d}{dt} V_{c2} + C_4 \frac{d}{dt} V_{c4} - I_o + \frac{1}{Lr} \int V_{Lr} \cdot dt = 0 \quad (1.11)$$

Isolando V_{c1} da equação (1.7) e V_{c2} da equação (1.8), tem-se

$$V_{c1} = \frac{E}{2} + V_{c4} \quad (1.12)$$

$$V_{c2} = \frac{E}{2} - V_{c4} \quad (1.13)$$

Substituindo V_{c1} e V_{c2} na equação (1.11) e sabendo que $V_{c4} = V_{Lr}$ obtem-se :

$$C_1 \frac{d}{dt} \left(\frac{E}{2} + V_{c4} \right) + C_2 \frac{d}{dt} \left(\frac{E}{2} - V_{c4} \right) + C_4 \frac{d}{dt} V_{c4} - I_o + \frac{1}{Lr} \int V_{c4} = 0 \quad (1.14)$$

a partir da expressão (1.14), obtem-se:

$$C_1 \frac{d}{dt} V_{c4} + C_2 \frac{d}{dt} V_{c4} + C_4 \frac{d}{dt} V_{c4} - I_o + \frac{1}{Lr} \int_{t_3}^{t_4} V_{c4} = 0 \quad (1.15)$$

fazendo $C_1 = C_2$, pois os MOSFETs M_1 e M_2 são iguais

$$(2.C_1 + C_4) \frac{d}{dt} V_{c4} - I_o + \frac{1}{Lr} \int_{t_3}^{t_4} V_{c4} = 0 \quad (1.16)$$

chamando de $C_{eq} = (2.C_1 + C_4)$ (1.17)

e derivando a equação (1.16) obtem-se:

$$C_{eq} \frac{d^2}{dt^2} V_{c4} + \frac{1}{Lr} V_{c4} = 0 \quad (1.18)$$

A equação (1.18) tem a seguinte solução:

$$V_{c4}(t) = A \cdot \cos(wr \cdot t) + B \cdot \sin(wr \cdot t) \quad (1.19)$$

$$wr^2 = \frac{1}{Lr \cdot C_{eq}} \quad (1.20)$$

Calculando-se os coeficientes A e B da expressão (1.19) chega-se à:

$$V_{c4}(t) = \frac{I_o}{C_4 \cdot wr} \cdot \sin(wr \cdot t) \quad (1.21)$$

Sabendo que $i_{c4} = C_4 \frac{d}{dt} V_{c4} = i_{Lr}$ (1.22)

encontra-se a corrente no indutor

$$i_{Lr} = I_o \cdot \cos(wr \cdot t) \quad (1.23)$$

Para encontrar o valor da corrente final no indutor L_r chama-se t_4 o tempo final da quarta etapa. Como sabemos que esta etapa tem seu fim quando a tensão V_{c4} alcança $E/2$, a equação (1.21) fica:

$$V_{c4}(t) = \frac{E}{2} = \frac{I_o}{C_4 \cdot \omega_r} \cdot \text{sen}(\omega_r \cdot t_4) \quad (1.24)$$

isolando t_4 , tem-se :

$$t_4 = \frac{1}{\omega_r} \cdot \text{sen}^{-1} \left(\frac{E}{2} \cdot \frac{\omega_r \cdot C_4}{I_o} \right) \quad (1.25)$$

Da equação (1.23), para o tempo t_4 , tem-se

$$i_{Lr}(t_4) = I_o \cdot \cos(\omega_r \cdot t_4) \quad (1.26)$$

substituindo t_4 na equação acima encontra-se:

$$I_{Lf}(t_4) = I_o \cdot \cos \left[\text{sen}^{-1} \left(\frac{E \cdot \omega_r \cdot C_4}{2 \cdot I_o} \right) \right] \quad (1.27)$$

a equação acima pode ser escrita desta forma

$$I_{Lf}(t_4) = \sqrt{I_o^2 - \left(\frac{E \cdot \omega_r \cdot C_4}{2} \right)^2} \quad (1.28)$$

O produto $\omega_r \cdot C_4$ pode ser escrito desta forma:

$$\omega_r \cdot C_4 = \frac{C_4}{\sqrt{L \cdot C_{eq}}} \quad (1.29)$$

ou ainda

$$\omega_r \cdot C_4 = \sqrt{\frac{C_4^2}{L \cdot C_{eq}}} \quad (1.30)$$

onde denomina-se a relação

$$Z_r = \frac{1}{\omega_r \cdot C_4} \quad (1.31)$$

onde Z_r é a impedância de ressonância .

Assim a equação (1.28), fica:

$$I_{Lr}(t_4) = \sqrt{I_o^2 - \left(\frac{E}{2 \cdot Z_r}\right)^2} \quad (1.32)$$

Quinta etapa: (t₄, t₅) :

Na quinta etapa a corrente no indutor decresce linearmente até zero, iniciando no tempo t₄ descrito na quarta etapa.

Sabendo que a corrente no indutor é dada por

$$I_{Lr} = I_1 - \frac{1}{L_r} \cdot \int \frac{E}{2} \cdot dt \quad (1.33)$$

onde I₁ é a corrente no indutor no instante t₄, já calculada na etapa anterior (I_{Lr}(t₄)), sendo assim a equação (1.33) resulta:

$$I_{Lr}(t) = \sqrt{I_o^2 - \left(\frac{E}{2 \cdot Z_r}\right)^2} - \frac{1}{L_r} \cdot \int \frac{E}{2} \cdot dt \quad (1.34)$$

$$I_{Lr}(t) = \sqrt{I_o^2 - \left(\frac{E}{2 \cdot Z_r}\right)^2} - \frac{E}{2 \cdot L_r} \cdot (t_5 - t_4) \quad (1.35)$$

fazendo I_{Lr} = 0 , e isolando Δt₅ = (t₅ - t₄) , na equação 1.35, tem-se

$$\Delta t_5 = \frac{2 \cdot L_r}{E} \cdot \sqrt{I_o^2 - \left(\frac{E}{2 \cdot Z_r}\right)^2} \quad (1.36)$$

Sexta Etapa: (t₅, t₆)

A corrente no indutor é dada por:

$$I_{Lr} = -\frac{1}{L_r} \cdot \int \frac{E}{2} \cdot dt \quad (1.37)$$

$$I_{Lr} = -\frac{1}{L_r} \cdot \frac{E}{2} \cdot (t_6 - t_5) \quad (1.38)$$

$$I_{Lr} = -\frac{1}{L_r} \cdot \frac{E}{2} \cdot \Delta t_6 \quad (1.39)$$

onde $\Delta t_6 = t_6 - t_5 \quad (1.40)$

Isolando Δt_6 , tem-se o tempo desta etapa (descida da corrente I_{Lr} até $-I_o$)

$$\Delta t_6 = \frac{2 \cdot I_{Lr} \cdot L_r}{E} \quad (1.41)$$

1.3.2 - Característica de Saída

De acordo com as formas de ondas apresentadas na Fig. 1.7, e considerando que os tempos de comutação são muito menores que o período de chaveamento, a tensão de saída média V_{om} pode ser expressa por:

$$V_{om} = \frac{E}{2} \cdot \frac{(t_1 - t_0)}{T/2} \quad (1.42)$$

Durante o intervalo de tempo $(0 - t_0)$, a corrente I_{Lr} é representada por:

$$i_{Lr}(t) = -I_o + \frac{E/2}{L_r} \cdot t \quad (1.43)$$

No instante $t = t_0$, $i_{Lr} = I_o$, assim

$$t_0 = \frac{2 \cdot L_r \cdot I_o}{E/2} \quad (1.44)$$

Substituindo as equações (1.44) em (1.42) tem-se:

$$V_{om} = \frac{E}{2} \cdot \frac{t_1}{T/2} - \frac{E}{2} \cdot \frac{2 \cdot L_r \cdot I_o}{(E/2) \cdot (T/2)} \quad (1.45)$$

dividindo a equação (1.45) por $E/2$

$$\frac{V_{om}}{E/2} = \frac{2 \cdot t_1}{T} - \frac{4 \cdot L_r \cdot I_o}{(E/2) \cdot T} \quad (1.46)$$

Definindo a razão cíclica como

$$D = \frac{2 \cdot t_1}{T} \quad (1.47)$$

então a equação (1.46) pode ser escrita da seguinte forma

$$\frac{V_{om}}{E/2} = D - \frac{4.L_r.I_o}{(E/2).T} \quad (1.48)$$

A partir da equação (1.48) acima pode-se observar o seguinte:

- 1 - A tensão média de saída V_{om} depende da carga (I_o), isto é, o conversor pode ser visto (pela carga) como uma fonte de tensão em série com uma resistência (não física) para valores médios.
- 2 - Quanto maior for a indutância de ressonância L_r maior será a redução da tensão de saída provocada pela queda de tensão reativa.

A seguir é mostrado um gráfico da tensão média em função da corrente, mostrando que V_{om} depende da corrente de carga. A medida que I_o aumenta V_{om} diminui.

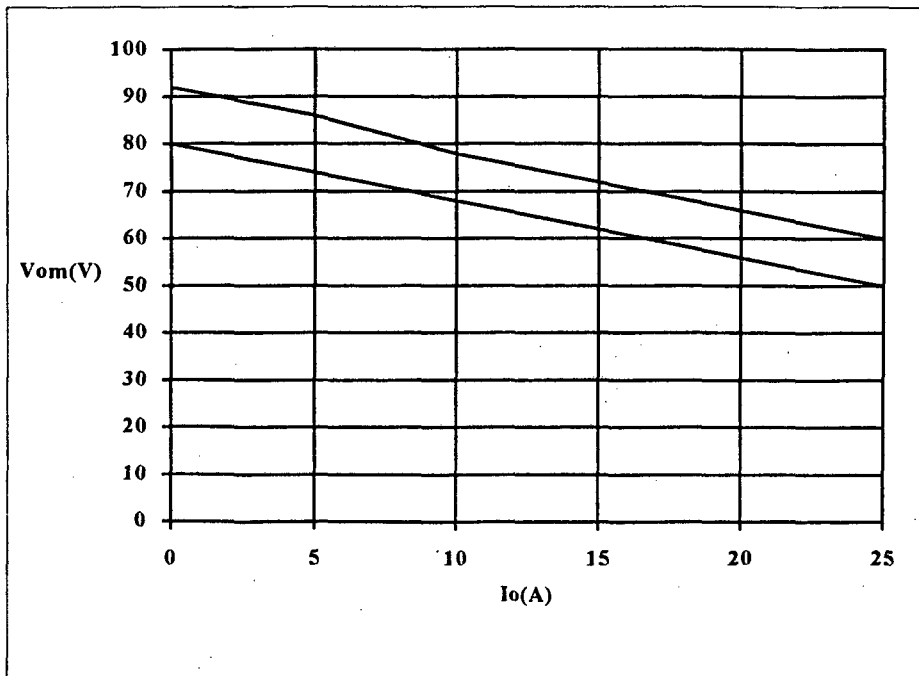


Fig. 1.8 Tensão de Saída V_{om} versus Corrente de Carga I_o para diferentes valores de D

1.3.3 - ANÁLISE DA COMUTAÇÃO

Pela ordem das etapas, a segunda comutação é a mais crítica, a qual ocorre durante o intervalo (t_3, t_4) , onde VC_4 cresce de zero até $E/2$ e, de modo inverso VC_2 decresce de $E/2$ à zero volts.

Se VC_4 não atingir o valor $E/2$, a comutação não dissipativa não é garantida.

A tensão VC_4 é dada pela equação (1.21);

analisando-a para o caso crítico, $wt = \pi/2$, tem-se:

$$V_{c_4} = \frac{I_o}{C_4 \cdot \omega r} \quad (1.49)$$

sabendo que

$$\omega r = \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_{eq}}} \quad (1.50)$$

a equação (1.49) pode ser escrita como:

$$V_{c_4} = \sqrt{\frac{L_r \cdot C_{eq}}{C_4^2}} \cdot I_o \quad (1.51)$$

fazendo I_o igual à I_{min} e em consequência $VC_4 = E/2$, tem-se:

$$I_{min} = \frac{E}{2} \cdot \sqrt{\frac{C_4^2}{L_r \cdot C_{eq}}} \quad (1.52)$$

Onde I_{min} é a menor corrente para assegurar que a energia no indutor L_r seja suficiente para a comutação não dissipativa. Então, para assegurar comutação não dissipativa, deve-se garantir que $I_o > I_{min}$.

Observando as equação (1.52) percebe-se que:

- Quanto maior é a largura de faixa de carga com comutação em zero de tensão ZVS, implicando em menor corrente de carga mínima I_{min} , tanto maior é o indutor ressonante L_r e a queda de tensão reativa através deste.

1.4 - Conclusão

Da análise efetuada constata-se que os elementos parasitas dos componentes, tais como capacitância de junção dos semicondutores e indutância de dispersão dos transformadores, estão incorporados no processo de funcionamento do conversor.

Deve-se ter o cuidado para não super-dimensionar o indutor L_r , pois à medida que a indutância L_r aumenta, tem-se maior o tempo para a inversão da corrente e, como foi visto, maior será a redução da tensão média na saída do mesmo.

Existe um compromisso entre uma ampla faixa de carga e a garantia de comutação ZVS. Foi mostrado que o conversor necessita de uma corrente mínima para operar à ZVS, podendo portanto ser utilizado quando não se necessita uma grande variação de carga.

Um requisito básico deste tipo de conversor é o funcionamento sob ampla variação de carga, isto é, desde à vazio até plena carga. O compromisso existente entre ampla faixa de carga *versus* indutância L_r indica a desvantagem desta topologia básica, a qual ainda que permita ampla variação de carga, exige para tal, um elevado valor para a indutância L_r , com o conseqüente aumento de reativos circulando causando um super-dimensionamento das chaves, elevadas perdas por condução, perda de razão cíclica, péssima regulação de tensão média de saída.

Para contornar este problema, na sequência é proposta a solução que permite manter a característica de comutação ZVS para ampla faixa de carga, sem a necessidade de elevado valor para a indutância L_r .

CAPÍTULO II

Estudo do Conversor Operando em Ampla Faixa de Carga com Comutação Não-Dissipativa

2.1 - Introdução

Este capítulo apresenta uma alteração do conversor inicialmente proposto, visando a obtenção de ampla faixa de carga, isto é, desde à vazio até plena carga, mantendo todas as chaves semicondutoras com comutação em zero de tensão ZVS (Zero-Voltage-Switching).

Para conseguir este objetivo, foi introduzido no conversor apresentado no capítulo anterior, um indutor de comutação auxiliar (L_a), mostrado na figura 2.1.

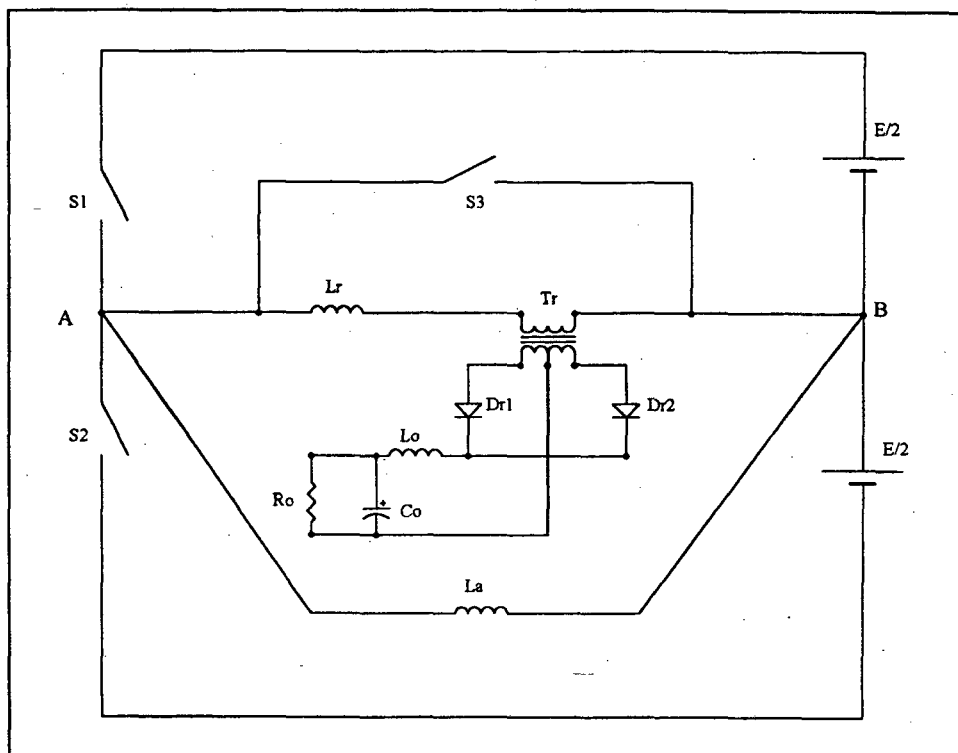


Figura 2.1 - Conversor Half - Bridge PWM - ZVS Três Níveis com Indutor Auxiliar

O indutor auxiliar se faz necessário para correntes de carga menores que a corrente mínima para garantir comutação ZVS.

Para que o conversor opere à vazio, a energia armazenada no indutor auxiliar L_a , deverá ser suficiente para que se realize a comutação ZVS.

Novamente assume-se que todos os componentes são ideais e que o estágio de saída, incluindo o transformador, é substituído por uma fonte de corrente I_o constante.

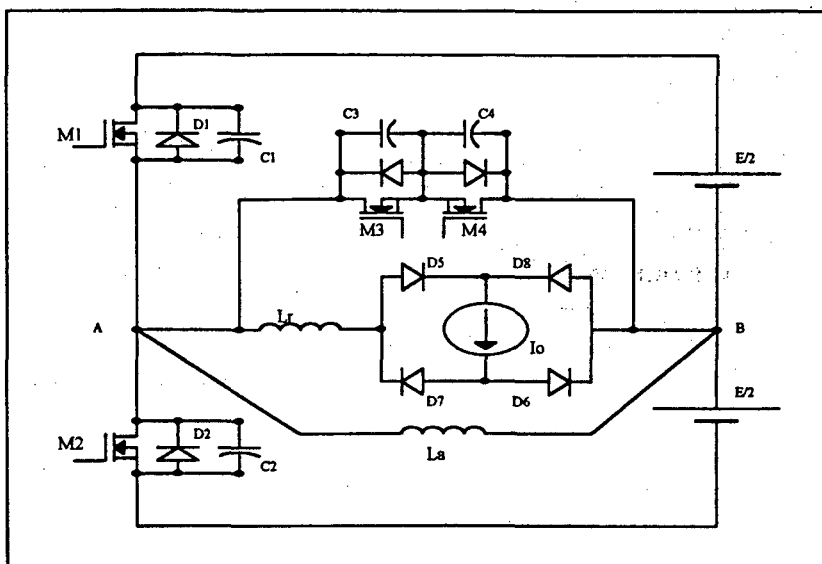


Fig. 2 2 - Conversor Half-Bridge PWM-ZVS
Tres Níveis Operando em Ampla faixa de Carga

2.2 - Análise Qualitativa

2.2.1- Princípio e Etapas de Operação

Este conversor apresenta doze etapas distintas em um período de operação, porém será apresentado somente um semi-período (seis etapas). O segundo semi-período se processa de modo idêntico ao primeiro, como visto anteriormente, pois o conversor opera de modo simétrico.

a) Primeira Etapa: (t_0 , t_1)

Durante a primeira etapa a corrente flui através dos indutores L_a e L_r .

A corrente no indutor L_r é considerada constante nesta etapa, passando pelos diodos D_5 , D_6 , I_o e pela fonte.

A corrente no indutor auxiliar (L_a) cresce linearmente de um valor negativo passando por zero e chegando a um valor máximo (I_{Lamax}).

Nesta etapa é realizada a maior transferência de energia da fonte de alimentação para a carga.

b) Segunda Etapa: (t_1 , t_2)

Esta etapa inicia em t_1 , quando é enviado um sinal de bloqueio à chave M_1 ; esta bloqueia-se praticamente em zero de tensão. A tensão em V_{c3} decresce de $E/2$ (tensão da fonte) até zero, através do MOSFET M_4 . Esta etapa finaliza no instante t_2 , quando a tensão V_{c3} chega a zero.

Durante esta etapa, considera-se a corrente no indutor auxiliar (L_a) constante.

Nesta etapa também há transferência de energia da fonte para a carga, porém em quantidade muito pequena devido ao curto intervalo de tempo envolvido.

c) Terceira Etapa: (t_2 , t_3)

Esta etapa inicia no instante t_2 quando a tensão V_{c3} atinge zero. Com isso o diodo D_3 fica diretamente polarizado e começa conduzir. É uma etapa de roda livre, na qual a corrente de carga flui através dos elementos M_4 , D_3 , L_r , os diodos D_5 , D_6 , I_o e L_a . Neste intervalo a tensão V_{AB} é igual a zero.

d) Quarta Etapa: (t_3 , t_4)

No instante t_3 , M_4 é bloqueado em zero de tensão. A tensão em C_4 (V_{c4}), cresce de zero até a tensão da fonte de maneira cossenoidal.

Os diodos da ponte (D_5 , D_6 , D_7 , D_8) entram em condução nesta etapa; com isso, a carga fica curto-circuitada.

Durante esta etapa, considera-se a corrente no indutor auxiliar (L_a) constante.

Esta etapa finaliza quando a tensão V_{c4} alcança a tensão da fonte.

e) Quinta Etapa: (t_4 , t_5)

Nesta etapa, os diodos da ponte (D_5 , D_6 , D_7 , D_8) ainda estão conduzindo, deixando a carga em curto-circuito. A corrente I_{Lr} flui através desses diodos decrescendo da forma linear passando por zero.

A energia armazenada nos indutores (L_r e L_a) é devolvida para a fonte através do diodo D_2 que entra em condução nesta etapa.

Devido a indutância do indutor auxiliar (L_a) ser muito maior do que a indutância do indutor ressonante (L_r), a corrente deste último decresce rapidamente chegando a um valor negativo.

Esta etapa finaliza quando I_{Lr} é igual a I_{La} .

f) Sexta Etapa: (t_5 , t_6)

Esta etapa inicia quando $I_{Lr} > I_{La}$; a corrente I_{Lr} cresce (negativamente) linearmente até atingir a corrente de carga I_o , quando então esta etapa se finaliza.

A corrente I_{La} ainda encontra-se decrescendo.

O MOSFET M_2 entra em condução com tensão e corrente zero (ZVS e ZCS).

e) Sétima Etapa: (t_6 , t_7)

Esta etapa é simétrica a primeira etapa já apresentada.

No instante em que I_{Lr} atinge o valor da corrente de carga I_o inicia a sétima etapa. Haverá transferência de energia da fonte $E/2$ para a carga, enquanto M_2 estiver conduzindo.

O comportamento do circuito durante o segundo semi-período é simétrico ao primeiro. Portanto, será omitida a sua análise.

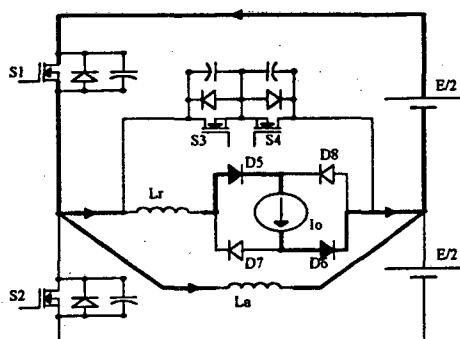


Fig. 2.3a

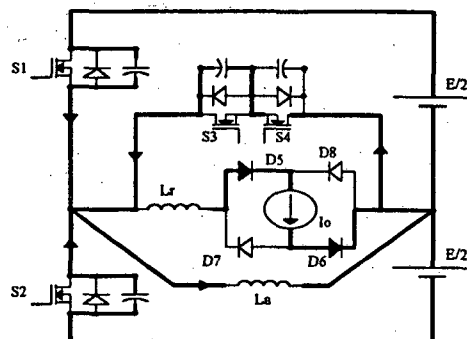


Fig. 2.3b

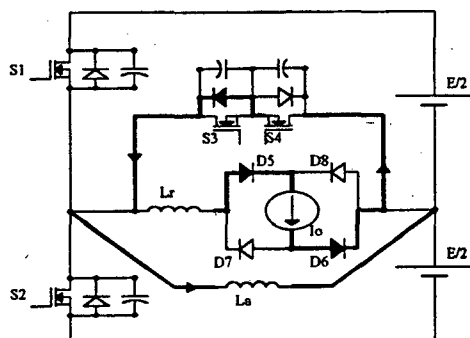


Fig. 2.3c

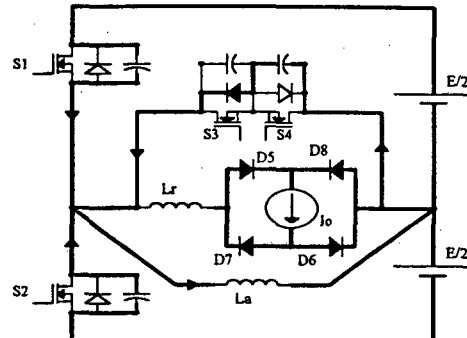


Fig. 2.3d

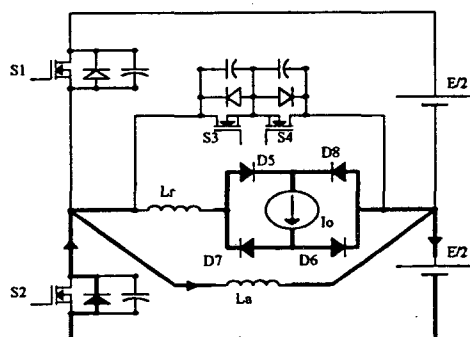


Fig. 2.3e

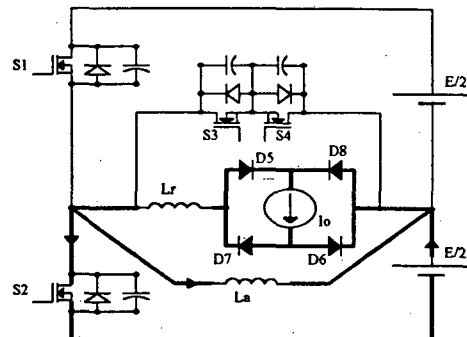


Fig. 2.3 f

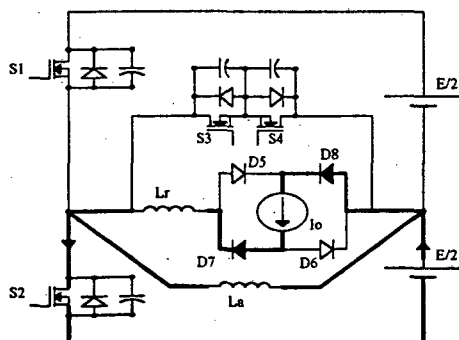


Fig. 2.3g

Fig. 2.3 - Etapas de Operação do Conversor

2.2.2 Principais Formas de Onda

As principais formas de onda teóricas estão representadas abaixo.

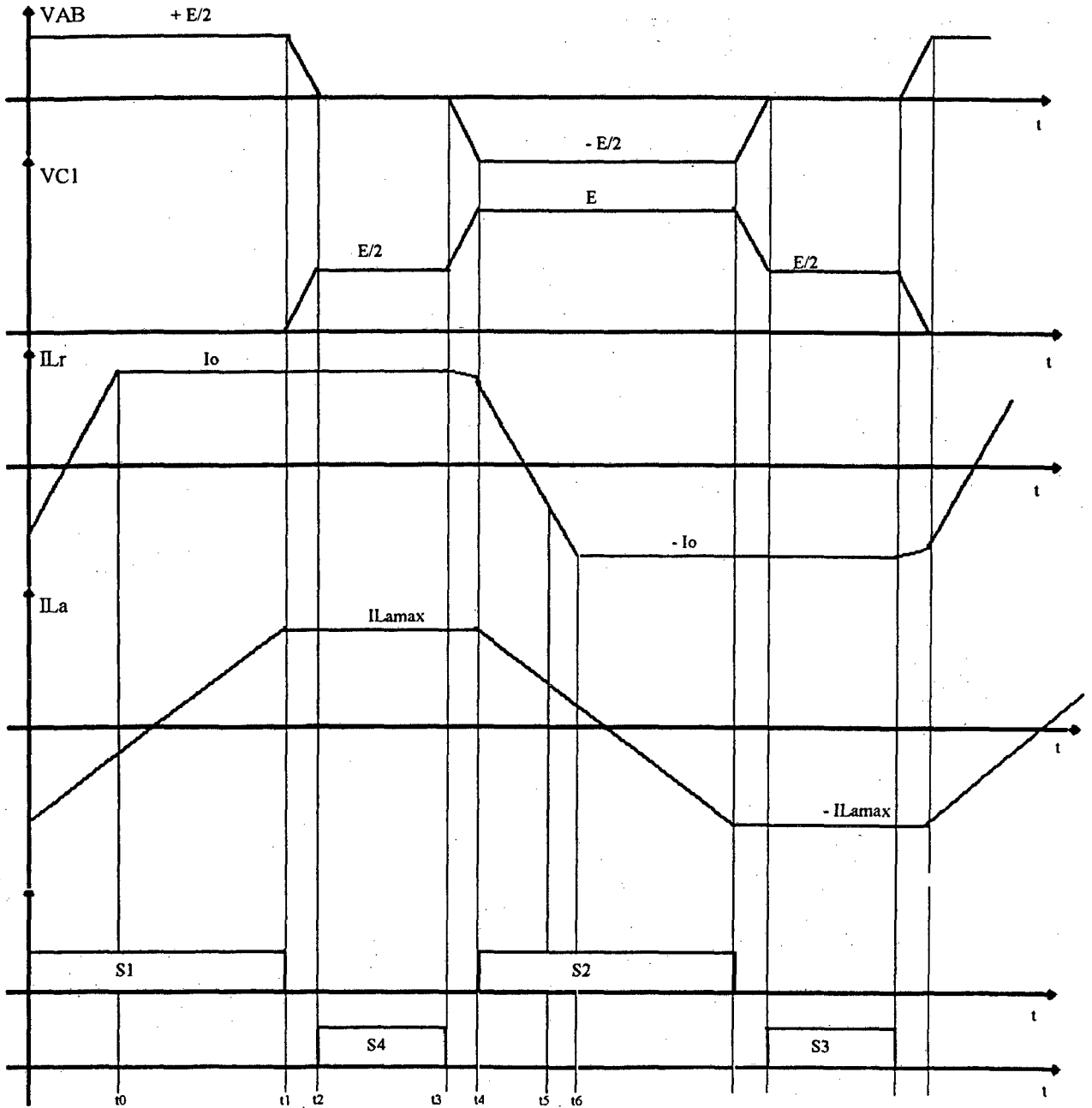


Fig. 2.4 - Principais Formas de Ondas Teóricas

2.3 - Análise Quantitativa

2.3.1 - Equações Básicas em Cada Etapa de Funcionamento

Primeira Etapa: (t_0 , t_1)

A corrente no indutor auxiliar (I_{La}) cresce linearmente

$$I_{La} = -I_a + \frac{1}{L_a} \int_{t_0}^{t_1} V_{La} \cdot dt \quad (2.1)$$

substituindo V_{La} pela tensão da fonte a que está submetido ($E/2$), tem-se:

$$I_{La}(t) = -I_a + \frac{E}{2 \cdot L_a} \cdot t_1 \quad (2.2)$$

onde I_a é a corrente inicial no indutor.

A máxima corrente no indutor auxiliar I_{La} é:

$$I_{L_{max}} = \frac{E}{4 \cdot L_a} \cdot t_1 \quad (2.3)$$

Segunda Etapa : (t_1, t_2)

A tensão em C_3 (V_{C3}) é dada pela expressão (2.4):

$$V_{C3} = V_{co} - \frac{1}{C_{eq}} \int_{t_1}^{t_2} i_{C3} \cdot dt \quad (2.4)$$

onde:

$V_{co} = E/2$ é a tensão inicial no instante t_1

C_{eq} é a capacitância equivalente

i_{C3} é a corrente no capacitor

Assumindo que a corrente i_{C3} seja a soma das correntes em L_r e L_a , (I_o e I_a respectivamente), tem-se então :

$$V_{C3}(t) = \frac{E}{2} - \frac{(I_o + I_a)}{C_{eq}} \cdot (t_2 - t_1) \quad (2.5)$$

fazendo $\Delta t_2 = t_2 - t_1$ a equação (2.5) fica,

$$V_{C3} = \frac{E}{2} - \frac{(I_o + I_a)}{C_{eq}} \cdot \Delta t_2 \quad (2.6)$$

onde Δt_2 é o tempo de descarga de C_3 e conseqüentemente, o tempo de duração desta etapa

Assim, fazendo $V_{C3} = 0$ e isolando Δt_2 tem-se :

$$\Delta t_2 = \frac{E \cdot C_{eq}}{2 \cdot (I_o + I_a)} \quad (2.7)$$

A corrente no capacitor C_3 é dada por:

$$i_{C3} = C_3 \frac{d}{dt} V_{C3} \quad (2.8)$$

então, derivando a equação (2.6) e multiplicando-a por C_3 tem-se a corrente no capacitor C_3 .

$$i_{C3} = -\frac{(I_o + I_a)}{C_{eq}} \cdot C_3 \quad (2.9)$$

Terceira Etapa: (t_2 , t_3)

Durante esta etapa não há mudança de tensão ou corrente. É uma etapa de roda livre onde a tensão V_{AB} é igual à zero e a corrente no indutor auxiliar de comutação I_{La} é máxima.

Quarta Etapa : (t_3 , t_4)

Através da quarta etapa de funcionamento, acha-se as seguintes relações:

$$V_{C1} - \frac{E}{2} - V_{C4} = 0 \quad (2.10)$$

$$V_{C2} + V_{C4} - \frac{E}{2} = 0 \quad (2.11)$$

$$i_{C1} + i_{C2} + i_{C4} - i_{Lr} - i_{La} = 0 \quad (2.12)$$

sabendo que $i_c = C \cdot \frac{d}{dt} V_c$ (2.13)

aplicando a equação (2.13) na equação (2.12) temos

$$C_1 \frac{d}{dt} V_{C1} - C_2 \frac{d}{dt} V_{C2} + C_4 \frac{d}{dt} V_{C4} - I_o + \frac{1}{L_r} \int_{t_3}^{t_4} V_{Lr} - I_a = 0 \quad (2.14)$$

Isolando V_{C1} da equação (2.10) e V_{C2} da equação (2.11) , tem-se

$$V_{c_1} = \frac{E}{2} + V_{c_4} \quad (2.15)$$

$$V_{c_2} = \frac{E}{2} - V_{c_4} \quad (2.16)$$

Substituindo V_{c_1} e V_{c_2} na equação (2.14) e sabendo que $V_{c_4} = V_{La}$ temos:

$$C_1 \frac{d}{dt} \left(\frac{E}{2} + V_{c_4} \right) - C_2 \frac{d}{dt} \left(\frac{E}{2} - V_{c_4} \right) + C_4 \frac{d}{dt} V_{c_4} - I_o + \frac{1}{Lr} \int_{t_3}^{t_4} V_{c_4} - I_a = 0 \quad (2.17)$$

fazendo $C_1 = C_2$ pois os MOSFETs são iguais

$$(2.C_1 + C_4) \frac{d}{dt} V_{c_4} - (I_o + I_a) + \frac{1}{Lr} \int_{t_3}^{t_4} V_{c_4} = 0 \quad (2.18)$$

$$\text{chamando de } C_{eq} = (2.C_1 + C_4) \quad (2.19)$$

e derivando a equação (2.18) temos

$$C_{eq} \frac{d^2}{dt^2} V_{c_4} + \frac{1}{Lr} V_{c_4} = 0 \quad (2.20)$$

A equação (2.20) tem a seguinte solução:

$$V_{c_4}(t) = A \cdot \cos(wr \cdot t) + B \cdot \sin(wr \cdot t) \quad (2.21)$$

$$wr^2 = \frac{1}{Lr \cdot C_{eq}} \quad (2.22)$$

Calculando-se os valores de A e B de (2.21) resulta:

$$V_{c_4}(t) = \frac{(I_o + I_{La \max})}{C_4 \cdot wr} \cdot \sin(wr \cdot t) \quad (2.23)$$

$$\text{Sabendo que } i_{c_4} = C_4 \frac{d}{dt} V_{c_4} \quad (2.24)$$

temos,

$$i_{c_4}(t) = (I_o + I_{La \max}) \cdot \cos(wr \cdot t) \quad (2.25)$$

e a equação no indutor ressonante é:

$$I_{Lr}(t) = (I_o + I_{La \max}) \cdot \cos(wr \cdot t) - I_{La \max} \quad (2.26)$$

Esta etapa tem seu fim quando a tensão V_{c_4} alcança a $E/2$, então a equação (2.23) fica:

$$V_{C_4}(t) = \frac{E}{2} = \frac{I_0 + I_{La \max}}{C_4 \cdot \omega_r} \cdot \sin(\omega_r \cdot t) \quad (2.27)$$

isolando t , e chamando-o de Δt_4 , onde Δt_4 é o tempo de duração desta etapa.

$$\Delta t_4 = \frac{1}{\omega_r} \cdot \sin^{-1} \left(\frac{E}{2} \cdot \frac{\omega_r \cdot C_4}{(I_0 + I_{La \max})} \right) \quad (2.28)$$

Substituindo Δt_4 na equação (2.26) tem-se:

$$I_{Lr}(\Delta t_4) = \sqrt{(I_0 + I_{La \max})^2 - \left(\frac{E \cdot \omega_r \cdot C_4}{2} \right)^2} - I_{La \max} \quad (2.29)$$

fazendo $Z_r = \frac{1}{\omega_r \cdot C_4}$ (2.30)

onde Z_r é a impedância de ressonância
a equação (2.29) fica:

$$I_{Lr}(\Delta t_4) = \sqrt{(I_0 + I_{La \max})^2 - \left(\frac{E}{2 \cdot Z_r} \right)^2} - I_{La \max} \quad (2.31)$$

que representa o valor final da corrente I_{Lr} nesta etapa.

Quinta etapa: (t_4 , t_5):

Na quinta etapa a corrente nos indutores decrescem linearmente. A corrente I_{Lr} decresce rapidamente passando por zero. Esta etapa tem seu fim quando a corrente I_{La} é igual a $-I_{Lr}$.

Sabendo que a corrente no indutor L_r é dada por

$$I_{Lr}(t) = \sqrt{(I_0 + I_{La \max})^2 - \left(\frac{E}{2 \cdot Z_r} \right)^2} - I_{La \max} - \frac{1}{L_r} \cdot \int \frac{E}{2} \cdot dt \quad (2.32)$$

e a corrente no indutor auxiliar é

$$I_{La}(t) = I_{La \max} - \frac{E}{2 \cdot La} \cdot (t_5 - t_4) \quad (2.33)$$

igualando as equações (2.32) e (2.33) e isolando $\Delta t_5 = (t_5 - t_4)$, obtem-se o final desta etapa

$$\Delta t_5 = \frac{2 \cdot L_a \cdot L_r}{(L_a + L_r) \cdot E} \cdot \left[\sqrt{(I_o + I_{La \max})^2 - \left(\frac{E}{2 \cdot Z_r} \right)^2} \right] \quad (2.34)$$

Onde Δt_5 é o tempo de duração desta etapa.

Sexta Etapa: (t_5, t_6)

Esta etapa de funcionamento inicia quando a corrente nos indutores L_r e L_a são iguais mas com valores simétricos e termina quando a corrente no indutor L_r alcança o valor de I_o .

A corrente no indutor L_r no instante inicial é obtida substituindo a equação (2.34) anteriormente obtida que representa o tempo final da etapa anterior na equação da corrente do indutor L_r , equação (2.32) temos:

$$I_{L_r}(0) = \sqrt{(I_o + I_{La \max})^2 - \left(\frac{E}{2 \cdot Z_r} \right)^2} - \frac{E}{2 \cdot L_r} \cdot \Delta t_5 \quad (2.35)$$

a equação acima fica:

$$I_{L_r}(0) = \left(\frac{L_r}{L_a + L_r} \right) \cdot \sqrt{(I_o + I_{La \max})^2 - \left(\frac{E}{2 \cdot Z_r} \right)^2} - I_{La \max} \quad (2.36)$$

então a corrente I_{L_r} durante a sexta etapa é dada pela equação abaixo:

$$I_{L_r}(t) = \left(\frac{L_r}{L_a + L_r} \right) \cdot \sqrt{(I_o + I_{La \max})^2 - \left(\frac{E}{2 \cdot Z_r} \right)^2} - I_{La \max} - \frac{1}{L_r} \int \frac{E}{2} \cdot dt \quad (2.37)$$

Resolvendo a intergral, fazendo $I_{L_r}(t) = -I_o$ e isolando $\Delta t_6 = (t_6 - t_5)$, temos:

$$\Delta t_6 = \frac{2 \cdot L_r}{E} \left(I_o - I_{La \max} + \left(\frac{L_r}{L_a + L_r} \right) \cdot \sqrt{(I_o + I_{La \max})^2 - \left(\frac{E}{2 \cdot Z_r} \right)^2} \right) \quad (2.38)$$

onde Δt_6 é o tempo de duração desta etapa.

2.3.2 - Análise da Comutação:

Para assegurar que a comutação se realize adequadamente em toda a faixa de operação de carga, deve-se considerar as seguintes situações:

1. A corrente de carga é menor do que a corrente máxima do indutor de comutação auxiliar ($I_o < I_{L_{max}}$); neste caso, a energia no indutor auxiliar deverá ser suficiente, quando adequadamente projetada, para realizar a comutação.

2. A corrente de carga é maior do que a corrente máxima do indutor auxiliar de comutação ($I_o > I_{L_{max}}$); neste caso, deve-se garantir que a comutação se realize antes que a corrente em L_r se torne igual à zero.

3. O caso crítico ocorre quando a corrente de carga I_o é igual à corrente máxima do indutor auxiliar de comutação ($I_o = I_{L_{max}}$). Nesta condição, o indutor L_r contribui com o menor valor de corrente inicial (menor valor de energia armazenada) para garantir que a comutação se realize antes que a corrente em L_r se torne igual à zero.

Para o caso crítico desta comutação tem-se $i_{Lr}(t) = 0$ e $I_{L_{max}} = I_o$ e a partir da equação (2.26), chega-se a seguinte relação :

$$wr \cdot t = \frac{\pi}{3} \quad (2.39)$$

utilizando o valor obtido em (2.39) na equação (2.27) encontra-se

$$I_{L_{max}} = \frac{E \cdot C_4 \cdot wr}{2 \cdot \sqrt{3}} \quad (2.40)$$

ou

$$I_{L_{max}} = \frac{E}{2 \cdot Z_r \cdot \sqrt{3}} \quad (2.41)$$

2.4 - Conclusão:

Neste capítulo o conversor Meia-Ponte PWM-ZVS Três-Níveis comutando em zero de tensão é acrescido de um indutor auxiliar de comutação com a finalidade de ampliar a faixa de operação de carga de vazio à plena carga, mantendo a característica de comutação ZVS.

A penalidade que se tem pela obtenção da ampla faixa de carga (à vazio até potência nominal) com comutação ZVS garantida é, além da inclusão do indutor auxiliar, um aumento de reativos circulando internamente no conversor, o que leva a maiores valores da corrente média e eficaz nas chaves, com as implicações decorrentes no que diz respeito ao dimensionamento das chaves e ao aumento das perdas de condução das mesmas. Não obstante estes fatos, esta solução é ainda uma alternativa interessante, pois o aumento das perdas de condução e o aumento das correntes nas chaves são amplamente compensadas pelas características de operação do conversor, notadamente no que diz respeito a faixa de carga (de zero até a potência nominal) e na garantia de comutação ZVS (sem perdas) .

CAPÍTULO III

Dimensionamento dos Elementos de Potência

3.1 - Introdução:

Nos capítulos 1 e 2 foi desenvolvida a análise qualitativa referente as duas topologias propostas. A partir dos resultados obtidos é efetuado o dimensionamento dos elementos de potência deste conversor.

3.2 - Cálculo da Corrente Eficaz Máxima I_{op} no Primário do Transformador:

A corrente I_{op} é a corrente eficaz calculada a partir da escolha da relação de transformação n :

$$I_{op} = \frac{P_o}{n.V_o} \quad (3.1)$$

Onde :

P_o : potência de Saída

V_o : tensão de saída

n : relação de transformação

3.3 - Cálculo da Corrente de Pico no Primário do Transformador:

$$I_{pk} = \frac{1}{n} \cdot \left(I_o + \frac{\Delta i_{L_o}}{2} \right) \quad (3.2)$$

onde:

I_o : corrente média de saída

Δi_{L_o} : variação da corrente de saída no indutor

n : relação de transformação

As expressões (3.1 e 3.2) são válidas também para a corrente dos MOSFETs M_1 e M_2 e do Indutor Ressonante L_r .

3.4 - Cálculo da Corrente Média e Eficaz nas Chaves Principais

O valor médio e eficaz da corrente nas chaves M_1 e M_2 são iguais, portanto serão apresentados os cálculos somente para uma das chaves. Neste caso a chave é entendida como a chave propriamente dita e o diodo intrínseco.

A chave M_2 conduz durante a quinta, sexta e sétima etapas de funcionamento. Durante estas etapas citadas, a corrente na chave M_2 é igual a soma das correntes nos indutores L_r e L_a .

A corrente na chave M_2 durante a quinta e sexta etapas de funcionamento é descrita pela mesma equação.

Para a corrente I_{L_r} temos:

$$I_{L_r}(t) = \sqrt{(I_o + I_{L_{a\max}})^2 - \left(\frac{E}{2 \cdot Z_r}\right)^2} - I_{L_{a\max}} - \frac{E}{2 \cdot L_r} \cdot t \quad (3.3)$$

Para a corrente I_{L_a} ,

$$I_{L_a}(t) = I_{L_{a\max}} - \frac{E}{2 \cdot L_a} \cdot t \quad (3.4)$$

Então a equação que representa a corrente na chave M_2 durante a quinta e sexta etapas de funcionamento é a soma das equações (3.3) e (3.4) :

$$I_{s2,5,6}(t) = \sqrt{(I_o + I_{L_{a\max}})^2 - \left(\frac{E}{2 \cdot Z_r}\right)^2} - \frac{(L_a + L_r) \cdot E}{(L_r \cdot L_a) \cdot 2} \cdot t \quad (3.5)$$

onde $t = \Delta t_{5,6}$ é a soma dos tempos durante a quinta e sexta etapas de funcionamento

$$t = \frac{2 \cdot L_r}{E} \left[I_o - I_{L_{a\max}} + \sqrt{(I_o + I_{L_{a\max}})^2 - \left(\frac{E}{2 \cdot Z_r}\right)^2} \right] \quad (3.6)$$

Para a sétima etapa de funcionamento a corrente na chave M_2 é a soma das correntes no indutores.

A corrente no indutor L_a para esta etapa é:

$$I_{L_a}(t) = I_{L_{a1}} - \frac{E}{2 \cdot L_a} \cdot t \quad (3.7)$$

onde $I_{L_{a1}}$ é a corrente inicial para esta etapa

$$I_{L_{a1}} = I_{L_{a\max}} - \frac{E}{2 \cdot L_a} \cdot \Delta t_{5,6} \quad (3.8)$$

Portanto a corrente na chave M_2 durante a sétima etapa é:

$$I_{s2,7} = I_{op} - I_{L_{a\max}} + \frac{E}{2 \cdot L_a} \cdot (\Delta t_1 - \Delta t_{5,6}) \quad (3.9)$$

onde Δt_1 é o tempo de duração da sétima etapa e $\Delta t_{5,6}$ é a soma do tempo de duração da quinta e sexta etapas

Então a corrente média na chave M_2 é a soma das equações :

$$I_{m_{s2}} = I_{m_{5,6}} + I_{m_7} \quad (3.10)$$

que resulta:

$$I_{mS2} = \frac{1}{T} \left(\left(\sqrt{(I_o + I_{Lmax})^2 - \left(\frac{E}{2.Zr} \right)^2} \right) \cdot \Delta t_{3,6} - \frac{E}{4} \left(\frac{La + Lr}{Lr.La} \right) \cdot \Delta t_{3,6}^2 \right) + \left(I_o - I_{Lmax} - \frac{E}{2.La} \cdot \Delta t_{3,6} \right) \cdot \frac{D}{2} + \frac{E.D^2}{16.La.f} \quad (3.11)$$

Para melhor visualização da expressão 3.11 é apresentada sob forma gráfica na figura 3.1 o comportamento da Corrente Média nos MOSFETs principais (M_1 e M_2), em função da corrente de carga na saída (I_o).

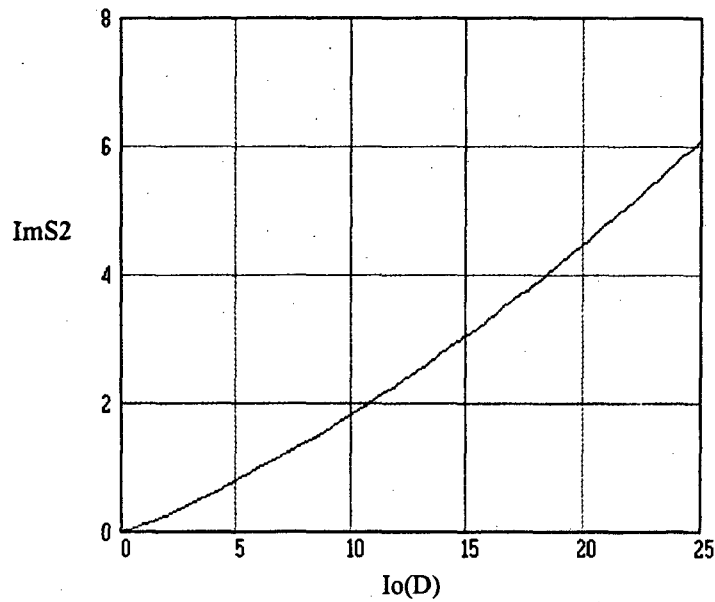


Fig. 3.1 Corrente média nas Chaves Principais em função de I_o

Para o cálculo da corrente eficaz na chave M_2 procede-se da mesma forma, sabendo que a corrente eficaz é dada pela fórmula abaixo:

$$I_{ef} = \left[\frac{1}{T} \int_0^T I(t)^2 \cdot dt \right]^{1/2} \quad (3.12)$$

Calcula-se então a corrente eficaz para a quinta e sexta etapas resultando:

$$I_{ef_{3,6}}^2(t) = \frac{1}{T} \left[\left((I_o + I_{Lmax})^2 - \left(\frac{E}{2.Zr} \right)^2 \right) \cdot \Delta t_{3,6} - \left(\frac{E.(La + Lr)}{2.Lr.La} \right) \sqrt{(I_o + I_{Lmax})^2 - \left(\frac{E}{2.Zr} \right)^2} \cdot \Delta t_{3,6}^2 + \left(\frac{E.(La + Lr)}{2.Lr.La} \right)^2 \cdot \frac{\Delta t_{3,6}^3}{3} \right] \quad (3.13)$$

Para a sétima etapa de funcionamento temos:

$$I_{ef7}^2(t) = \left[(I_o - I_{Lmax})^2 - \frac{E}{La} \cdot (I_a - I_o) \cdot \Delta_{s,6} + \left(\frac{E}{2 \cdot La} \cdot \Delta_{s,6} \right)^2 \right] \frac{D}{2} + \left[\frac{E \cdot (I_o - I_{Lmax})}{La} - \frac{E^2}{2 \cdot La^2} \cdot \Delta_{s,6} \right] \frac{D^2}{8 \cdot f} + \left(\frac{E}{2 \cdot La} \right)^2 \frac{D^3}{24 \cdot f^2} \quad (3.14)$$

A corrente eficaz na chave S2 é então

$$I_{ef_{S2}} = \sqrt{I_{ef_{s,6}}^2 + I_{ef_7}^2} \quad (3.15)$$

É mostrado na figura 3.2 a expressão 3.15 sob a forma gráfica, a Corrente Eficaz nos MOSFETs Principais (M_1 e M_2) em função da Corrente de Carga I_o .

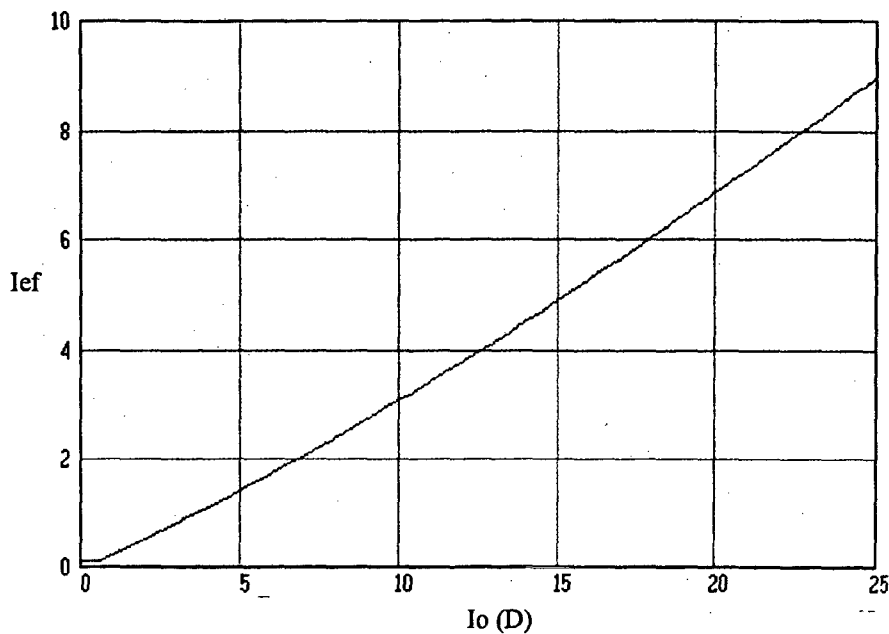


Fig. 3.2 - Corrente Eficaz nas Chaves Principais em função de I_o

Tanto na figura 3.1, como na figura 3.2 que representam respectivamente, a corrente média e a corrente eficaz nas chaves principais, percebe-se um comportamento quase linear à medida que a corrente de carga I_o aumenta.

3.5 - Cálculo da Corrente Média e Eficaz nas Chaves Auxiliares (S_3 e S_4)

Da mesma forma, será apresentado somente o cálculo para uma das chaves, já que a corrente em ambas é igual.

A chave M_4 , por exemplo, conduz durante a segunda, terceira, quarta, nona e décima etapas de funcionamento em um período. A terceira e quarta etapas são simétricas a nona e décima etapas

Para a segunda etapa de funcionamento tem-se:

$$Im_2 = \frac{1}{T} \int \frac{Io + Ia}{Ceq} \cdot C_3 \cdot dt \quad (3.16)$$

Para a terceira etapa, temos:

$$Im_3 = \frac{1}{T} \int (Io + Ia) \cdot dt \quad (3.17)$$

Como existem duas etapas iguais em um período, multiplica-se por dois a equação anterior

$$Im_3 = \frac{2}{T} \int (Io + Ia) \cdot dt \quad (3.18)$$

Para a quarta etapa de funcionamento a corrente se comporta cossenoidalmente,

$$Im_4 = \frac{1}{T} \int (Io + Ia) \cdot \cos(w_r \cdot t) \cdot dt \quad (3.19)$$

Da mesma forma multiplica-se por dois esta equação:

$$Im_4 = \frac{2}{T} \int (Io + Ia) \cdot \cos(w_r \cdot t) \cdot dt \quad (3.20)$$

A corrente média na chave S_3 (Im_{S_3}), é então a soma das correntes:

$$Im_{S_3} = \frac{(Io + Ia)}{T} \left[\frac{C_3}{Ceq} \cdot \Delta t_2 + 2 \cdot \Delta t_3 + \frac{2}{wr} \cdot \text{sen}(wr \cdot \Delta t_4) \right] \quad (3.21)$$

substituindo Δt_2 , Δt_3 e Δt_4 na equação acima, temos

$$Im_{S_3} = \frac{1}{T} \left[\frac{C_3 \cdot E}{2 \cdot T} + (Io + Ia) \left\{ 1 - D - \frac{E \cdot Ceq}{T \cdot (Io + Ia)} - \frac{2}{T \cdot wr} \cdot \text{sen}^{-1} \left(\frac{E \cdot wr \cdot C_4}{2 \cdot (Io + Ia)} \right) - \frac{4 \cdot Lr}{T \cdot E} \left[Io \left(1 + \cos \left(\text{sen}^{-1} \left(\frac{E \cdot wr \cdot C_4}{2 \cdot (Io + Ia)} \right) \right) \right) \right] \right\} + \frac{E \cdot C_4}{T} \right] \quad (3.22)$$

Para melhor visualização da expressão (3.22) é apresentado sob a forma gráfica, na figura (3.3) o comportamento da Corrente Média nos MOSFETs principais em função da Corrente de Saída Io .

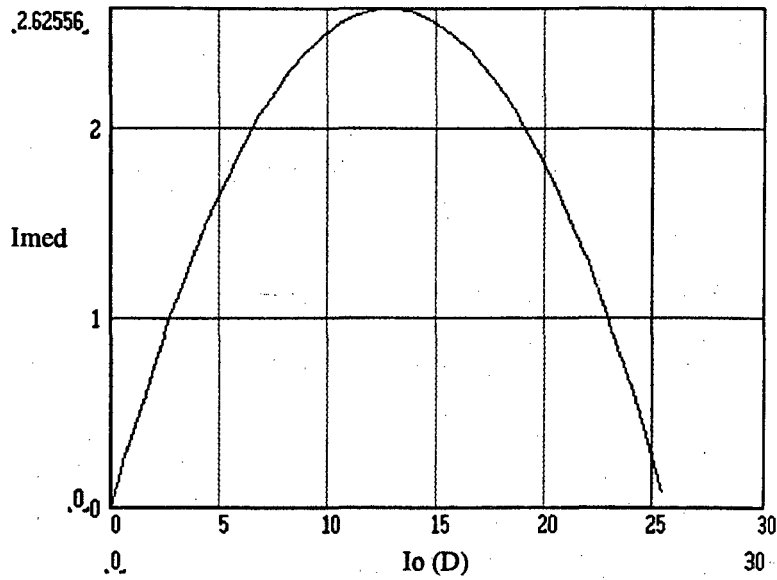


Fig. 3.3 - Corrente Média nas Chaves Auxiliares em Função de I_o

Para o cálculo da corrente eficaz procede-se da mesma forma.

$$I_{ef2} = \sqrt{\frac{1}{T} \int (i_{C3})^2 \cdot dt} \quad (3.23)$$

$$I_{ef3} = \sqrt{\frac{2}{T} \int (I_o + I_a)^2 \cdot dt} \quad (3.24)$$

$$I_{ef4} = \sqrt{\frac{2}{T} \int (((I_o + I_a) \cdot \cos(w_r \cdot t))^2 \cdot dt} \quad (3.25)$$

resolvendo as equações acima, e aplicando a fórmula abaixo, tem-se

$$I_{ef_{s3}} = \sqrt{I_{ef2}^2 + I_{ef3}^2 + I_{ef4}^2} \quad (3.26)$$

$$I_{ef_{s4}} = \sqrt{\frac{1}{T} \left\{ \left(\frac{I_o + I_a}{C_{eq}} \cdot C_3 \right)^2 \cdot \Delta t_2 + 4 \cdot (I_o + I_a)^2 \cdot \Delta t_3 + \left(\frac{2 \cdot I_{op}}{W_r} + \frac{2 \cdot I_{Lo \max}}{W_r} + \frac{8 \cdot I_{op} \cdot I_{Lo \max}}{W_r^2} \right) \left[\frac{\Delta t_4}{2} + \frac{\sin(2 \cdot w_r \cdot \Delta t_4)}{4 \cdot w_r} \right] \right\}} \quad (3.27)$$

A expressão (3.27) é mostrada sob a forma gráfica na figura (3.4).

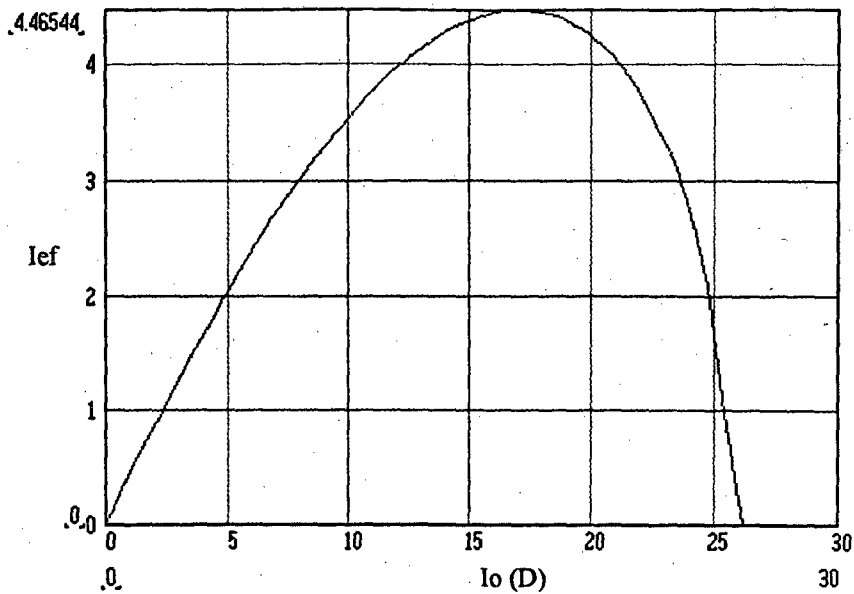


Fig. 3.4 - Corrente Eficaz nas Chaves Auxiliares em função de I_o

Os ábacos mostrados neste capítulo foram obtidos mantendo-se a tensão de saída constante ($V_o = 60$ Volts).

3.6 - Conclusão

A análise efetuada permite o dimensionamento em potência dos elementos do conversor.

É possível ainda determinar o comportamento dos valores médio e eficaz nas chaves principais e auxiliares.

Foi mostrado que com o aumento da corrente de carga (I_o), tanto os valores da corrente média como eficaz das chaves principais aumentam de uma maneira quase que linear.

Para as chaves auxiliares, percebe-se uma diminuição dos valores de corrente média e eficaz depois de um certo valor de corrente de carga. Este comportamento se deve ao fato de que com o aumento da potência, o intervalo de condução destas chaves diminui, fazendo assim, os valores de corrente média e eficaz decrescerem.

Capítulo IV

Projeto e Resultados de Simulação

4.1 - Introdução:

O propósito deste capítulo é elaborar o projeto com base nas equações deduzidas no capítulo anterior, para definir os componentes para a simulação e montagem de um protótipo.

Um exemplo de projeto é dado a seguir, tendo como objeto satisfazer as seguintes especificações básicas:

Potência Nominal de Saída : $P_o = 1500 \text{ W}$
 Tensão de Saída : $V_o = 60 \text{ V}$
 Tensão de Entrada : $E = 400 \text{ V}$
 Frequência de Chaveamento : $f_s = 100\text{KHz}$

4.2 - Projeto do Transformador

Para o projeto do transformador não há necessidade de se minimizar as indutâncias de dispersão, contudo atenção especial se deve ter para tentar minimizar as capacitâncias parasitas dos enrolamentos. Estas necessitam ser carregadas ou descarregadas ao mesmo tempo que as capacitâncias intrínsecas dos MOSFETs.

4.2.1 - Determinação do Núcleo :

O produto de áreas do núcleo pode ser obtido usando a seguinte equação [5]:

$$A_e \cdot A_w = \frac{P_{o(\max)} \cdot 10^4}{K_t \cdot K_u \cdot K_p \cdot J_{\max} \cdot \Delta B_{\max} \cdot 2 \cdot f_s} \quad (4.1)$$

onde :

A_e - área efetiva da perna central do núcleo
 A_w - área da janela do núcleo com carretel
 $P_{o(\max)} = V_o \cdot I_o = 60 \times 25 = 1500 \text{ W}$ (potência de saída)
 $K_t = \ln(CC)/I_{\text{prim}}(\text{eficaz})$ fator de topologia
 K_u - fator de utilização da janela do núcleo
 K_p - fator de utilização do primário
 $K_t = 1$; $K_u = 0,4$ e $K_p = 0,41$
 $J_{\max} = 300 \text{ A/cm}^2$ (densidade de corrente máxima)
 $\Delta B_{\max} = 0,12 \text{ T}$ (excursão da densidade do fluxo máxima)
 $f_s = 100\text{KHz}$ (frequência de chaveamento)

Com estes valores resulta : $A_e \cdot A_w = 12,70 \text{ cm}^4$. Escolheu-se um núcleo de ferrite com o produto $A_e \cdot A_w$ maior do que o valor obtido pela equação (4.1) . O objetivo disto é o de se

ter uma menor elevação de temperatura do núcleo .O núcleo escolhido foi o E-65/39 Ip -6 THORNTON [4], cujos parâmetros são :

$$A_e = 7,98 \text{ cm}^2 \quad A_w = 3,70 \text{ cm}^2$$

4.2.2 - Determinação do Número de espiras do Primário :

O número de espiras do primário é calculado pela equação abaixo:

$$N_p \geq \frac{E/2 \cdot 10^4}{2 \cdot A_e \cdot \Delta B_{\max} \cdot f_s} \quad (4.2)$$

para $E/2 = 200 \text{ V}$, chega-se a $N_p \geq 10,5$ espiras .
Para este projeto escolhe-se $N_p = 12$ espiras.

4.2.3 - Determinação da Relação de transformação, n:

A relação de transformação n é obtida por:

$$n = \frac{N_p}{N_s} = \frac{0,95 \cdot [E/2 - V_{DS_{on}}] \cdot D_{\max}}{V_o + V_F} \quad (4.3)$$

onde:

$V_{DS_{on}} = 5,4 \text{ V}$ (tensão de condução dos MOSFETs)

$V_F = 1,5 \text{ V}$ (tensão de condução do diodo retificador de saída)

$D_{\max} = 0,8$ (razão cíclica efetiva máxima)

A partir destes valores, escolhe-se a relação $n = 2$

4.2.4 - Determinação do Número de Espiras de Cada Secundário:

O número de espiras de cada secundário é obtido por :

$N_s = \text{número inteiro de } N_p / n$
tem-se então $N_s = 6$.

4.2.5 - Cálculo da Corrente de Saída no Primário do Transformador:

A corrente I_{op} é calculada a partir da seguinte equação:

$$I_{op} = \frac{P_o}{n \cdot V_o} \quad (4.4)$$

substituindo $P_o = 1500 \text{ W}$; $V_o = 60 \text{ V}$ e $n = 2$ na equação acima encontramos $I_{op} = 12,5 \text{ A}$

4.2.6 - Cálculo da Corrente de Pico no Primário do Transformador:

$$I_{pk} = \frac{1}{n} \cdot \left(I_o + \frac{\Delta i_{L_o}}{2} \right) \quad (4.5)$$

considerando os seguintes valores : $n = 2$; $I_o = 25 \text{ A}$; $\Delta i_{L_o} = 0,1 \times I_o = 2,5 \text{ A}$ chega-se a $I_{pk} = 13,125 \text{ A}$.

4.2.7 - Dimensionamento dos Fios de Cada Secundário :

A corrente eficaz em cada secundário do transformador é obtida pela seguinte equação:

$$I_{s_{ef}} = \frac{I_o}{\sqrt{2}} \quad (4.6)$$

para $I_o = 25 \text{ A}$, resulta $I_{s_{ef}} = 17,68 \text{ A}$

A área dos fios do secundário é obtida por :

$$S_{Ts} = \frac{I_{s_{ef}}}{J_{\max}} \quad (4.7)$$

para $I_{s_{ef}} = 17,68 \text{ A}$ e $J_{\max} = 300 \text{ A/cm}^2$ chega-se a $S_{Ts} = 0,058933 \text{ cm}^2$.

Para evitar o efeito pelicular e minimizar o efeito de proximidade, quando circula pelos enrolamentos do transformador corrente alternada de alta frequência (próxima ou superior a 100KHz), deve-se associar fios em paralelo. Neste caso, o raio de cada fio deve ser menor do que a profundidade de penetração Δ . Recomenda-se também, para minimizar o efeito de proximidade, o emprego de uma única camada de fios para cada enrolamento.

A profundidade de penetração é obtida pela equação :

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} \quad (4.8)$$

Para $f_s = 100\text{KHz}$, a profundidade de penetração resulta : $\Delta = 0,023717 \text{ cm}$. Para este caso o fio 24 AWG foi escolhido, o qual apresenta área de seção transversal : $S_f = 0,002047 \text{ cm}^2$.

O número total de fios que devem ser associados em paralelo é obtido pela seguinte equação :

$$n_f = \frac{S_{Ts}}{S_f} \quad (4.9)$$

Para este caso encontra-se : $n_f = 29 \text{ fios}$.

4.2.8 - Dimensionamento dos fios do Primário :

A corrente eficaz no primário é obtida através da equação:

$$I_{op} = I_o \cdot \frac{N_s}{N_p} \quad (4.10)$$

para $I_o = 25 \text{ A}$ e $N_s/N_p = 6/12$ resulta $12,5 \text{ A}$
seguindo a mesma metodologia do item anterior chega-se a : 18 fios 24 AWG.

4.2.9 - Cálculo térmico

4.2.9.1 - Perdas no Cobre :

As perdas no cobre podem ser obtidas pela equação:

$$P_{cu} = R_c \cdot N \cdot l_t \cdot \frac{I_{ef}^2}{n_f} \quad (4.11)$$

onde.:

P_{cu} - perdas no cobre (W)

R_c - resistência por unidade de comprimento (ohms/cm)

N - número de espiras

l_t - comprimento médio de uma espira (cm)

I_{ef} - corrente eficaz (A)

n_f - número total de fios

As perdas no cobre no primário do transformador, obtidas a partir da equação (4.11) e para :

$R_c = 0,001125 \Omega/\text{cm}$ (para o fio 24 AWG à 100°C)

$N_p = 12$

$l_t = 17,4$ (para o núcleo E65/39)

$I_{ef} = 12,5 \text{ A}$

$n_f = 18$

são iguais a $P_{cu \text{ prim}} = 2,04 \text{ W}$

As perdas no cobre em cada secundário do transformador para : $N_s = 6$;

$I_{ef \text{ sec}} = 17,68 \text{ A}$ e $n_f = 29$ são iguais a $P_{cu \text{ s}} = 1,26 \text{ W}$

O total de perdas no cobre é dado por : $P_{cu \text{ p}} + P_{cu \text{ s}} = 3,3 \text{ W}$

4.2.9.2 - Perdas no Núcleo :

As perdas no núcleo de ferrite podem ser obtidas através da seguinte equação [5] :

$$P_n = (\Delta B_{\max})^{2,4} \cdot (K_H \cdot f_s + K_E \cdot f_s^2) \cdot V_n \quad (4.12)$$

onde:

P_n - perdas no núcleo (W)

ΔB_{\max} - excursão da densidade de fluxo máxima (T)

K_H - coeficiente de perdas por histerese

K_E - coeficiente de perdas por correntes parasitas

f_s - frequência de chaveamento (Hz)

V_n - volume do núcleo (cm^3)

Para a ferrite : $K_H = 4 \times 10^{-5}$ e $K_E = 4 \times 10^{-10}$.

As perdas no núcleo do transformador para $\Delta B_{\max} = 0,12 \text{ T}$; $f_s = 100\text{KHz}$; $V_n = 117,3 \text{ cm}^3$ são iguais a : $P_n = 5,79 \text{ W}$.

4.2.9.3 - Elevação da Temperatura no Núcleo do Transformador :

A elevação de temperatura no núcleo do transformador pode ser obtida pela seguinte equação [5]:

$$\Delta T_n = P_t \cdot R_t \quad (4.13)$$

onde :

ΔT_n - elevação de temperatura no núcleo do transformador ($^\circ\text{C}$)

$P_t = P_{tcu} + P_n$ - total de perdas no núcleo (W)

R_t - resistência térmica do núcleo para convecção natural ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$)

A resistência térmica do núcleo pode ser obtida através da seguinte equação [5]:

$$R_t = 23. (A_e . A_w)^{-0.37} \quad (4.14)$$

Para $A_e = 7,98 \text{ cm}^2$ e $A_w = 3,70 \text{ cm}^2$ a resistência térmica do núcleo fica sendo :
 $R_t = 6,57^{\circ}\text{C}/\text{W}$.

Com o total de perdas no núcleo igual a $P_t = 9,09 \text{ W}$, a elevação de temperatura no núcleo do transformador fica igual à $\Delta T_n = 59,72^{\circ}\text{C}$.

4.2.10 - Parâmetros do Transformador Obtidos Experimentalmente :

Os parâmetros medidos no primário do transformador foram:

$L_m = 800\mu\text{H}$ (indutância de magnetização)

$L_d = 4\mu\text{H}$ (indutância de dispersão)

4.3 - Cálculo da Indutância Ressonante L_r

A partir da equação (1.48) abaixo reescrita:

$$\frac{V_{om}}{E/2} = D - \frac{4.L_r.I_{op}}{T.E/2} \quad (4.15)$$

denominando

$$\frac{V_{om}}{E/2} = D_{ef} \quad (4.16)$$

$$\frac{4.L_r.I_{op}}{T.E/2} = \Delta D \quad (4.17)$$

onde ΔD é a redução da razão cíclica e D_{ef} é a razão cíclica efetiva.

O valor de L_r deve ser calculado para que cause no máximo 20% de redução da razão cíclica ($D_{ef} = 0,8$). Assim, isolando L_r da equação (4.17) tem-se:

$$L_r = \frac{\Delta D \cdot E}{8 \cdot f_s \cdot I_{op}} \quad (4.18)$$

escolhendo $\Delta D = 0,2$ encontra-se $L_r = 8\mu H$

Subtraindo os $4\mu H$ medidos de indutância de dispersão no primário do transformador, resulta: $L_r = 4\mu H$.

4.4 - Cálculo do Indutor Ressonante L_r :

4.4.1 - Determinação do Núcleo :

O produto de áreas do núcleo pode ser obtida usando a seguinte equação:

$$A_e \cdot A_w = \frac{L_r \cdot I_{pk} \cdot I_{ef} \cdot 10^4}{K_w \cdot B_{max} \cdot J_{max}} \quad (4.19)$$

onde:

L_r - indutância ressonante (H)

I_{pk} - corrente de pico sobre o indutor (A)

I_{ef} - corrente eficaz no indutor L_r (A)

$K_w = K_u \cdot K_p$ - fator de enrolamento

B_{max} - densidade de fluxo máxima (T)

J_{max} - densidade de corrente máxima (A/cm²)

considerando os seguintes valores:

$L_r = 4\mu H$; $I_{ef} = 12,5$ A ; $I_{pk} = 13,125$ A ; $K_w = 0,7$; $B_{max} = 0,06$ T e $J_{max} = 300$ A/cm²
chega-se a $A_e \cdot A_w = 0,52$ cm⁴.

Neste caso foi escolhido um núcleo com produto $A_e \cdot A_w$ bem maior do que o obtido anteriormente. Esta escolha teve como objetivo, acomodar os fios do enrolamento deste indutor em uma única camada.

O núcleo de ferrite E-42/15 IP - 6 THORNTON foi escolhido, cujos parâmetros são :
 $A_e = 1,81$ cm² ; $A_w = 1,57$ cm² ; $l_t = 8,7$ cm e $V_n = 17,10$ cm³.

4.4.2 - Determinação do número de espiras:

O número de espiras do indutor L_r é obtido através da equação [5]:

$$N = \frac{L_r \cdot I_{pk} \cdot 10^4}{B_{\max} \cdot Ae} \quad (4.20)$$

Para $L_r = 4\mu\text{H}$; $I_{pk} = 13,125 \text{ A}$; $B_{\max} = 0,06 \text{ T}$ e $Ae = 1,81 \text{ cm}^2$, resulta $N = 5$ espiras. Seguindo a mesma metodologia utilizada para o dimensionamento dos fios do transformador, chega-se a 19 fios 24 AWG.

4.4.3 - Determinação do Entreferro:

O entreferro pode ser calculado usando a seguinte equação [5]:

$$lg = \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot N^2 \cdot Ae \cdot 10^{-2}}{L_r} \quad (4.21)$$

onde:

lg - entreferro do núcleo (cm)
 $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$ - permeabilidade do ar
 $\mu_r = 1$ - permeabilidade relativa
 N - número de espiras
 L_r - indutância (H)

Para $N = 5$ espiras ; $Ae = 1,81 \text{ cm}^2$ e $L_r = 4\mu\text{H}$; resulta $lg = 0,14 \text{ cm}$.

Sendo o núcleo escolhido do tipo E-E, pode-se dividir o entreferro em duas partes iguais. Com isto, a perna central (que tem seção transversal igual ao dobro das pernas laterais), fica com a metade do valor do entreferro, e as pernas laterais com a outra metade. Assim tem-se :
 $lg/2 = 0,70 \text{ mm}$.

4.4.4 - Cálculo Térmico:

Seguindo a mesma metodologia utilizada para o cálculo térmico do transformador, chega-se a:

$P_{cu} = 0,40 \text{ W}$ (perdas no cobre)
 $P_n = 0,84 \text{ W}$ (perdas no núcleo)
 $\Delta T_n = 19,38^\circ\text{C}$ (elevação de temperatura no núcleo)

4.5 - Cálculo da Corrente Máxima do Indutor Auxiliar I_{Lamax}

A corrente máxima do indutor auxiliar de comutação é calculada pela equação (2.43) abaixo reescrita:

$$I_{Lamax} = \frac{E}{2 \cdot Z_r \cdot \sqrt{3}} \quad (4.22)$$

considerando os seguintes valores :

$$Z_r = 200,1 \text{ e } E = 400 \text{ } I_{Lamax} = 0,577 \text{ A}$$

4.6 - Cálculo da indutância auxiliar de comutação :

Isolando L_a da equação (2.3) temos:

$$L_a = \frac{E}{4 \cdot I_{Lamax}} \cdot t \quad (4.23)$$

sabendo que no limite $t = T/2$ a equação (3.19) fica:

$$L_a = \frac{E}{8 \cdot f \cdot I_{Lamax}} \quad (4.24)$$

substituindo os valores encontra-se $L_a = 866 \mu\text{H}$.

4.7 - Cálculo do Indutor Auxiliar :

A forma de onda da corrente no indutor L_a é triangular . Portanto, o valor eficaz da corrente pode ser obtida pela equação :

$$I_{ef} = \frac{I_{Lamax}}{\sqrt{3}} \quad (4.25)$$

O enrolamento do indutor auxiliar de comutação está submetido a um baixo valor de corrente eficaz, o que produz pequenas perdas no cobre . Assim sendo, pode-se admitir maiores valores de densidade de fluxo. Entretanto, deve-se considerar que isto aumenta as perdas no núcleo.

Assumindo $B_{max} = 0,12 \text{ T}$ e seguindo a mesma metodologia utilizada para o indutor L_r , chega-se ao núcleo E - 30 / 7 IP - THORNTON cujos parâmetros são :

$$A_e = 0,6 \text{ cm}^2 ; A_w = 0,8 \text{ cm}^2 ; l_t = 5,6 \text{ cm e } V_n = 4,0 \text{ cm}^3$$

$$\text{Número de espiras} = 70 \text{ espiras de fio 24 AWG}$$

$$\text{Entreferro} = l_g/2 = 0,43 \text{ mm}$$

$$\text{Perdas no Cobre} = P_{cu} = 0,05 \text{ W}$$

Perdas no núcleo - $P_n = 0,20W$

Elevação de temperatura no núcleo : $\Delta T_n = 8^\circ C$

4.8 - Cálculo da Indutância do Filtro de Saída L_o :

A determinação da indutância L_o , deve ser feita com o objetivo de evitar a operação no modo descontínuo, quando se trabalha com corrente de carga mínima. Assim sendo, a indutância L_o pode ser obtida pela seguinte equação [2]:

$$L_o = \frac{(V_o + V_F) \cdot (1 - D_{\min})}{2 \cdot f_s \cdot \Delta i_{L_o}} \quad (4.26)$$

onde :

$$D_{\min} = \frac{V_{om}}{E/2} + \Delta D \quad (4.27)$$

onde V_F é a tensão direta dos diodos e Δi_{L_o} é a variação da corrente no indutor L_o .

Assumindo $\Delta i_{L_o} = 0,1 \times I_o = 2,5 A$

fazendo:

$V_o = 60V$

$V_F = 1 V$

$D_{\min} = 0,5$

$\Delta i_{L_o} = 2,5 A$

$f_s = 100KHz$, temos para a equação acima

$$L_o = 61 \mu H$$

4.9 - Cálculo do Indutor do Filtro de Saída

Seguindo a mesma metodologia utilizada para o indutor L_r chega-se a :

Núcleo E - 55 / 21 IP - 6 THORNTON cujos parâmetros são :

$A_e = 3,54 \text{ cm}^2$; $A_w = 2,50 \text{ cm}^2$; $l_t = 11,6 \text{ cm}$ e $V_n = 42,50 \text{ cm}^3$

Número de espiras = 15 espiras de 9 fios 19 AWG (optou-se por associar fios em paralelo para facilitar a bobinagem)

Entreferro = $l_g/2 = 0,82 \text{ mm}$

Perdas no Cobre - $P_{cu} = 4,26 W$

Elevação de temperatura no núcleo : $\Delta T_n = 43,73^\circ C$

4.10 - Cálculo do Capacitor de Bloqueio em Série com o primário do Transformador, C_b :

Emprega-se em série com o primário do transformador um capacitor destinado a impedir a circulação de componente contínua de corrente no próprio transformador. Tais correntes provocariam a saturação do núcleo, oferecendo como consequência uma provável destruição das chaves .

A determinação da máxima capacitância de bloqueio C_b , deve ser feita considerando a máxima queda de tensão $\Delta V_{C_b(\text{máx})}$, quando a tensão no barramento de corrente contínua for igual a $E/2$. Assim sendo, a capacitância C_b pode ser obtida pela seguinte equação [5]:

$$C_b = \frac{I_o}{2 \cdot n \cdot f_s \cdot \Delta V_{C_b \text{ max}}} \quad (4.28)$$

É importante que este capacitor seja de baixas perdas (polipropileno) e para tensão alternada igual a metade da tensão da fonte ($E/2 = 200 \text{ V}$) .

Assumindo $\Delta V_{C_b \text{ max}} = 0,04 \times E/2 = 8 \text{ volts}$; $n = 2$; $f_s = 100\text{KHz}$ e $I_o = 25 \text{ A}$ resulta $C_b = 7,81 \mu\text{F}$. O capacitor a ser utilizado será $C_b = 10\mu\text{F}$ (polipropileno) .

4.11 - Cálculo do Capacitor do Filtro de Saída

A determinação da capacitância do filtro de saída deve satisfazer a especificação de níveis máximos de ruídos de chaveamento na tensão de saída ΔV_o . A partir disto, a capacitância C_o pode ser obtida pela seguinte equação [5]:

$$C_o = \frac{\Delta i_{L_o}}{8 \cdot f_s \cdot \Delta V_o} \quad (4.29)$$

para $\Delta i_{L_o} = 2,5 \text{ A}$; $f_s = 100\text{KHz}$ e $\Delta V_o = 0,2 \text{ V}$; resulta : $C_o = 15\mu\text{F}$.

A máxima resistência série equivalente do capacitor do filtro de saída, $RSE_{\text{máx}}$ é obtida pela equação [5]:

$$RSE_{\text{max}} = \frac{\Delta V_o}{\Delta i_{L_o}} \quad (4.30)$$

Para obter resistência série equivalente menor do que $RSE_{\text{máx}} = 0,08\Omega$, foram utilizados quatro capacitores associados em paralelo de $220\mu\text{F} \times 200 \text{ V}$ da série HFC - ICOTRON .

4.12 - Cálculo dos Diodos Retificadores de Saída:

A interação do processo de recuperação reversa destes diodos com a indutância refletida ao secundário do transformador, provoca sobretensões e oscilações, que geram perdas de chaveamento. Para reduzir estas perdas, foram escolhidos diodos ultra-rápidos ("ultra-fast").

Um circuito de grampeamento pode ser utilizado para limitar o máximo valor de tensão sobre os diodos [6]. Este circuito pode ser determinado utilizando as seguintes equações:

$$V_{s_{\max}} = \left(\frac{N_s}{N_p} \right) \cdot \frac{E}{2} \quad (4.31)$$

$$P_{cg} = f_s \cdot C_d \cdot (2 \cdot V_{s_{\max}})^2 \cdot \frac{(1+\mu)^2 \cdot (1-\mu)}{\mu} \quad (4.32)$$

$$\mu = \frac{V_{cg} - 2 \cdot V_{s_{\max}}}{2 \cdot V_{s_{\max}}} \quad (4.33)$$

onde:

$V_{s_{\max}}$ - máxima tensão no secundário do transformador

V_{cg} - tensão de grampeamento

P_{cg} - potência dissipada no circuito de grampeamento

C_d - Capacitância dos diodos retificadores de saída

considerando que a tensão sobre os diodos retificadores de saída é grampeada em $V_{cg} = 220$ V e que a corrente média de cada diodo é $I_o/2 = 12,5$ A, escolheu-se o diodo ultra-rápido MUR 1530, o qual apresenta as seguintes características:

$I_F = 15$ A - corrente direta

$I_{Fpk} = 30$ A - corrente de pico repetitiva

$V_F = 300$ Volts - tensão reversa

$t_{rr} = 60$ nS - tempo de recuperação reversa

Assumindo $C_d = 100$ pF, com $V_{cg} = 220$ V e $E/2 = 200$ V, chega-se a $P_{cg} = 4,36$ W, sabendo que

$$R_{cg} = \frac{V_{cg}^2}{P_{cg}} \quad (4.34)$$

chega-se ao valor do resistor de $R_{cg} = 10K\Omega$.

Para o cálculo do capacitor tem-se a seguinte equação:

$$\frac{1}{R_{cg} \cdot C_g} = 0,1 \cdot f_s \quad (4.35)$$

encontra-se $C_g = 10nF$, então $C_{g1} = C_{g2} = 10nF$

Na figura 4.1 encontra-se o diagrama do circuito do Conversor montado em laboratório, mostrando também o circuito de grampeamento.

4.13 - Escolha dos MOSFETs

A escolha dos MOSFETs, para realizar comutação sob tensão nula em altas frequências ($\geq 100\text{KHz}$), deve ser feita considerando principalmente o seguinte:

- a máxima tensão "Drain-Source" - $V_{DS(\text{máx})}$;
- a corrente eficaz nominal na temperatura de trabalho - I_{Def}
- a resistência "Dreno-Source" na temperatura de trabalho - R_{DSon} ;
- a corrente de pico repetitiva - I_{Dpk} ;
- as capacitâncias de entrada e de saída dos MOSFETs - C_{iss} e C_{oss} ;
- o tempo de entrada em condução - t_{on} ("turn-on time") e o tempo de bloqueio ("turn-off-time") - t_{off}

Considerando os seguintes dados de projeto para os valores máximos dos ábacos 3.2 e 3.4, obtidos no capítulo anterior, temos:

MOSFETs Principais (M_1 e M_2)

$$V_{DS(\text{máx})} = 400 \text{ V};$$

$$I_{Def} = 9,0 \text{ A};$$

$$I_{Dpk} = 13 \text{ A};$$

escolheu-se o MOSFET APT 5040 BN [7], uma vez que ele atende as especificações estabelecidas.

MOSFETs Auxiliares (M_3 e M_4)

$$V_{DS(\text{máx})} = 200 \text{ V};$$

$$I_{Def} = 4,6 \text{ A};$$

$$I_{Dpk} = 13 \text{ A};$$

escolheu-se o MOSFET APT 5040 BN, uma vez que ele atende as especificações estabelecidas.

A tensão V_{DS} do MOSFET escolhido é de 500 V. Portanto para os MOSFETs M_3 e M_4 há um dimensionamento exagerado, já que a tensão máxima nestas chaves alcança 200 V. O motivo desta escolha se deve unicamente a não disponibilidade de uma chave mais adequada.

No apêndice encontra-se o comando implementado na estrutura.

Na figura 4.1 encontra-se o circuito a ser montado em laboratório, com todos os seus componentes anteriormente determinados.

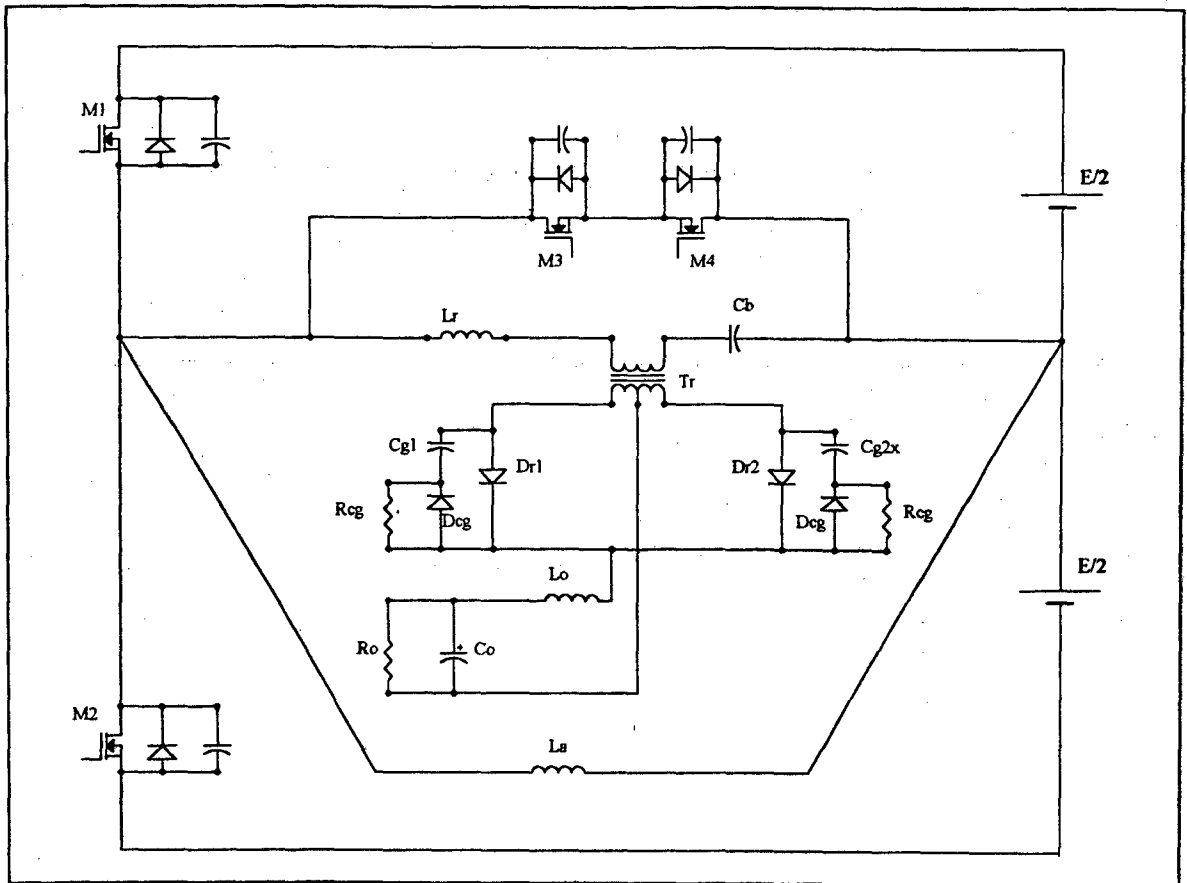
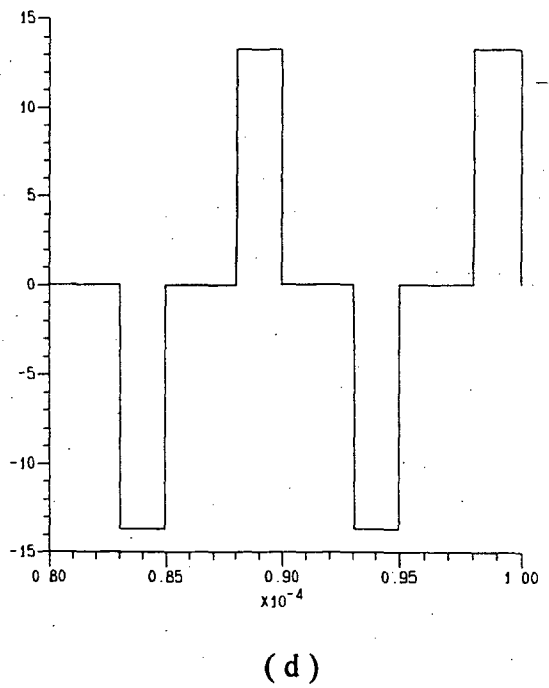
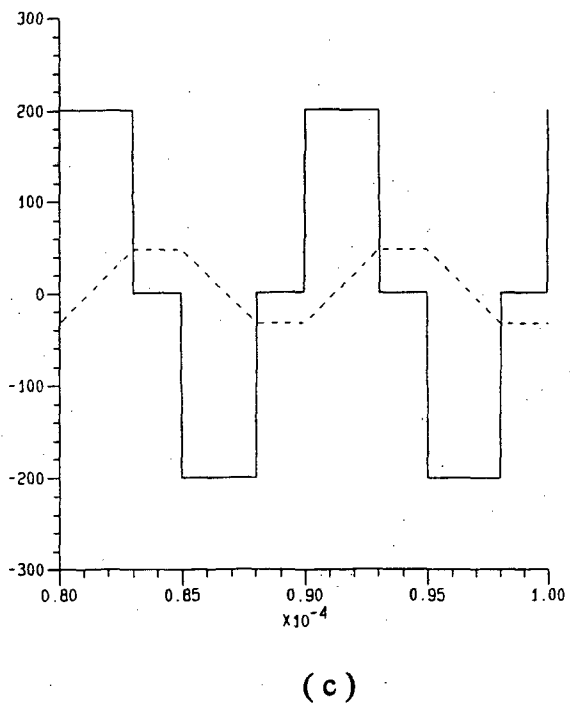
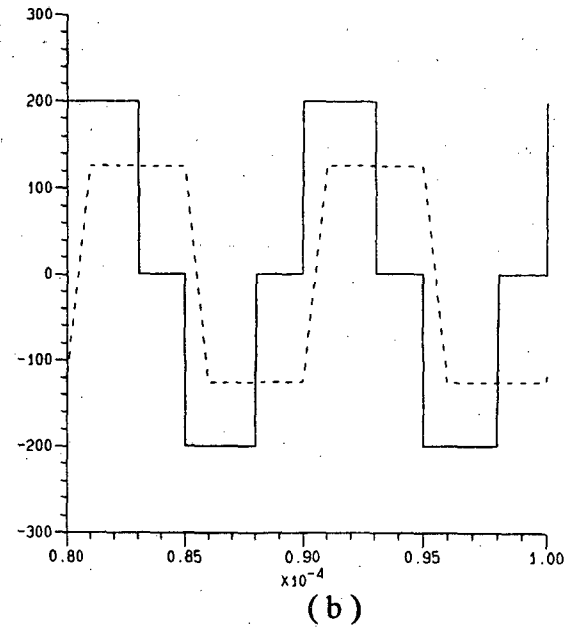
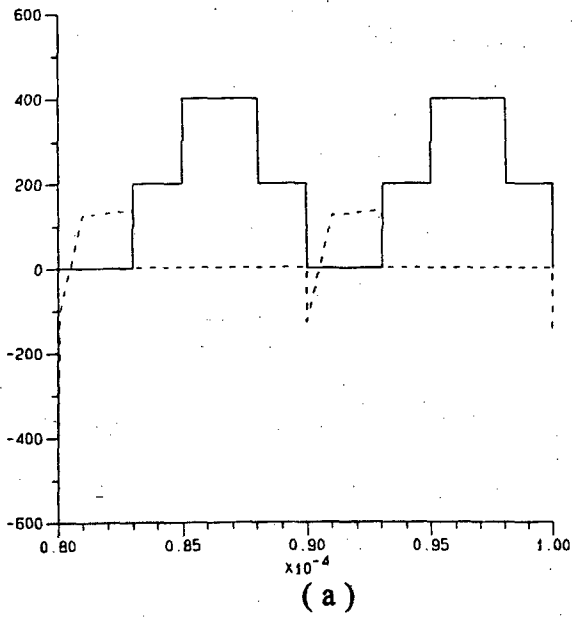
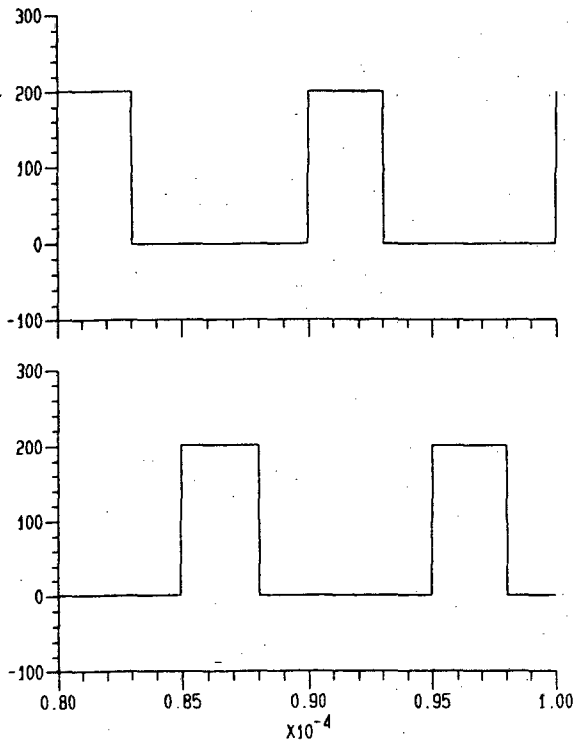


Fig. 4.1 - Circuito Montado em Laboratório

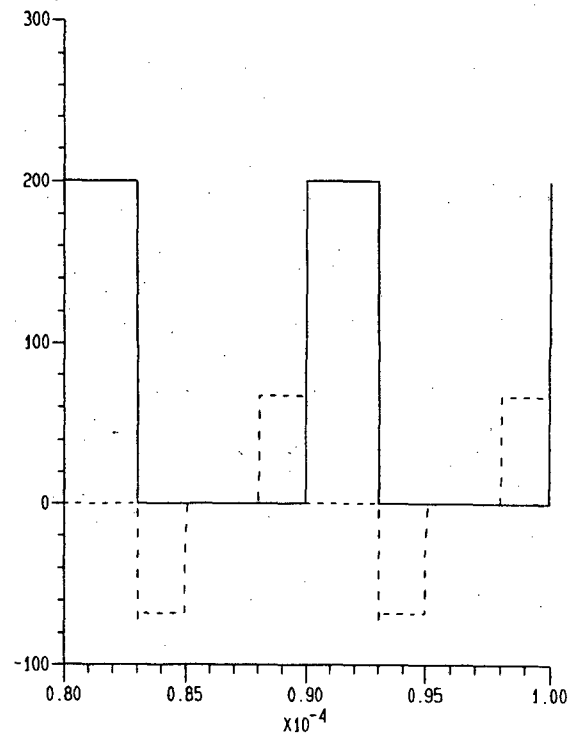
4.14 - Resultados de Simulação:

A fim de verificar o princípio de operação e validar as expressões matemáticas, uma simulação digital (SCVOLT) [8] foi realizada, usando os parâmetros obtidos no projeto-exemplo descrito anteriormente. Estes resultados de simulação, mostrados na figura 4.2, são para carga nominal ($P_o = 1500 \text{ W}$).





(e)



(f)

Fig. 4.2. Formas de ondas de simulação obtidas do conversor

- (a) Tensão dreno-fonte e corrente de dreno ($\times 10$) na chave M_1 .
- (b) Tensão V_{AB} e corrente ($\times 10$) no indutor de ressonância I_{Lr} .
- (c) Tensão V_{AB} e corrente ($\times 5$) no indutor auxiliar I_{La} .
- (d) Corrente de dreno na chave M_3 .
- (e) Tensão dreno-fonte na chave M_3 e M_4 .
- (f) Tensão dreno-fonte e corrente ($\times 5$) na chave M_3 .

Na figura 4.2.a é apresentada a corrente e tensão no MOSFET M_1 . Percebe-se que a tensão sobre a chave é igual a $+E$, (característica do conversor Half-Bridge). A forma de onda da corrente está em tracejado. Comprova-se a entrada em condução com tensão nula (ZVS) nesta chave.

Na figura 4.2.b em traço cheio é apresentada a tensão entre os pontos V_{AB} e em tracejado a corrente no indutor ressonante L_r . A referida corrente possui um valor médio igual a zero. A forma de onda da tensão apresenta três níveis de tensão ($+E/2$, 0 , $-E/2$).

É apresentado na figura 4.2.c a tensão entre os pontos V_{AB} e juntamente em tracejado a corrente no indutor auxiliar ($I_{La_{max}}$). Para um valor de razão cíclica máximo esta corrente tem a forma triangular.

A corrente na chave auxiliar é apresentada na figura 4.2.d. Em um período acontecem dois intervalos de roda-livre. Durante um destes intervalos a corrente no MOSFET circula pelo diodo intrínseco da chave (parte negativa).

Na figura 4.2.e é apresentada a tensão nas chaves auxiliares. Percebe-se que a tensão nestas chaves não ultrapassa a $+E/2$.

A tensão e corrente na chave auxiliar M_3 é apresentada na figura 4.2.f . Novamente pode-se perceber a comutação não dissipativa nesta chave.

4.17 - Conclusão:

Neste capítulo é apresentado um roteiro para o projeto do conversor em estudo. Este roteiro serve para futuros projetos com outras especificações.

A simulação comprova os cálculos feitos neste capítulo, como também as equações usadas, validando a análise teórica desenvolvida nos capítulos precedentes.

Através da simulação pode-se comprovar que todas as chaves comutam sob tensão nula (ZVS).

A corrente média tanto no indutor auxiliar como no indutor ressonante possuem valor médio zero.

A tensão nos MOSFETs M_1 e M_2 (chaves principais) alcançam a $+E$, enquanto nos MOSFETs M_3 e M_4 (chaves auxiliares) a tensão dreno-fonte alcança somente a metade ($+E/2$).

Um cuidado especial se deve dar com relação a resistência dos MOSFETs . Escolhe-se o MOSFET com menor R_{on} possível a fim de diminuir as perdas em condução ao mínimo.

Capítulo V

Resultados Experimentais

5.1 - Introdução:

Neste capítulo são apresentados alguns resultados experimentais do protótipo implementado, tendo como base o projeto apresentado anteriormente ($P_o = 1500W$, $I_o = 25 A$, $f_s = 100kHz$ e $V_o = 60 V$).

As formas de onda de tensão e corrente no principais componentes são apresentados.

5.2 - Formas de Onda:

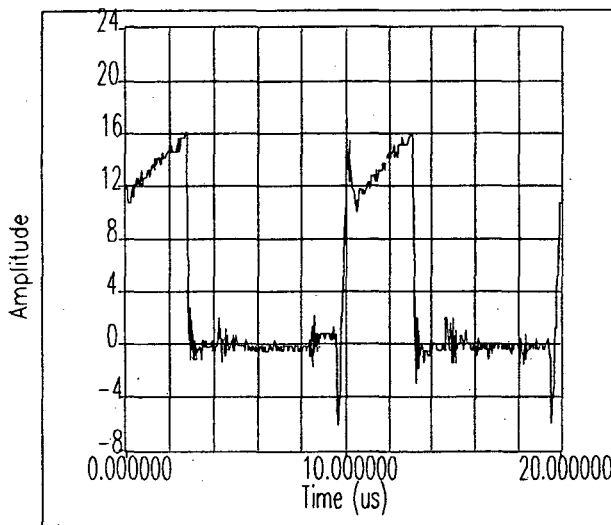


Fig 5.1 - Corrente no MOSFET M_1
Escala de Corrente : 1 A / div
Escala de Tempo : $2\mu S$ / div

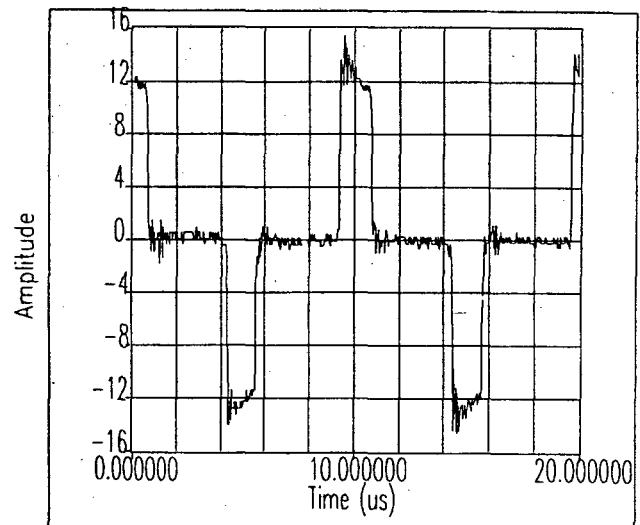


Fig. 5.2 - Corrente no MOSFET M_3
Escala de Corrente : 1 A / div
Escala de Tempo : $2\mu S$ / div

Na figura 5.1 é apresentada a corrente na chave M_1 . Uma pequena parcela desta corrente é negativa, isto se deve a condução do diodo intrínseco do MOSFET durante a decima primeira (11°) etapa de funcionamento (simétrica a quinta). A corrente no MOSFET M_2 é igual a apresentada (MOSFET M_1).

Na figura 5.2 é apresentado a corrente na chave auxiliar M_3 . Esta chave conduz durante o intervalo de roda-livre. Em um periodo, tem-se dois intervalos em que a chave entra em condução. Em um destes intervalos a corrente circula pelo diodo intrínseco da chave auxiliar o que pode ser visto pela componente negativa.

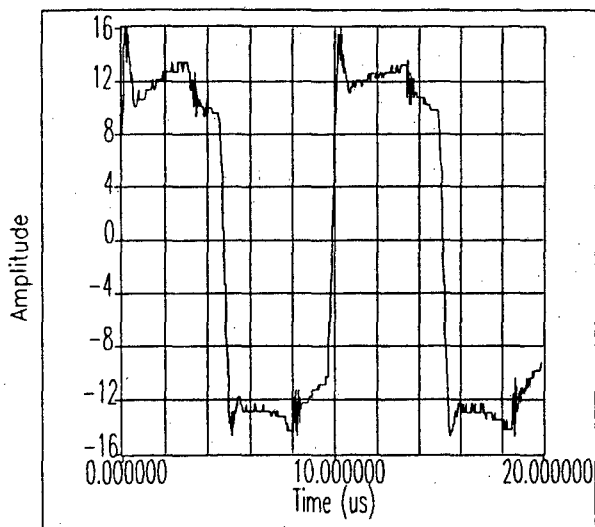


Fig. 5.3 - Corrente no indutor Ressonante L_r
Escala de Corrente : 1 A / div
Escala de Tempo : $2\mu\text{s}$ / div

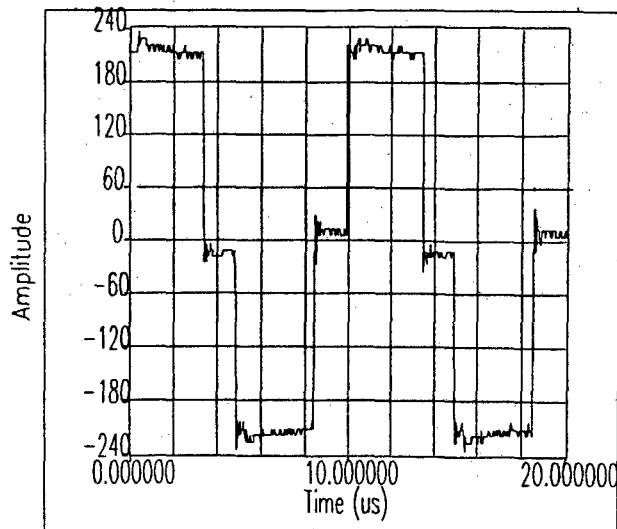


Fig. 5.4 - Tensão V_{AB}
Escala de tensão : 60 V / div
Escala de Tempo : $2\mu\text{s}$ / div

A corrente no indutor ressonante I_{Lr} é apresentada na figura 5.3 .

Na figura 5.4 é apresentada a tensão entre os pontos A e B . Percebe-se os três níveis de tensão, ($+E/2$, 0 e $-E/2$). Quando a tensão V_{AB} é igual a $(+E/2)$ o MOSFET M_1 está conduzindo, durante a roda-livre a tensão V_{AB} é igual a zero e no intervalo em que V_{AB} é igual a $(-E/2)$ é o MOSFET M_2 que está em condução.

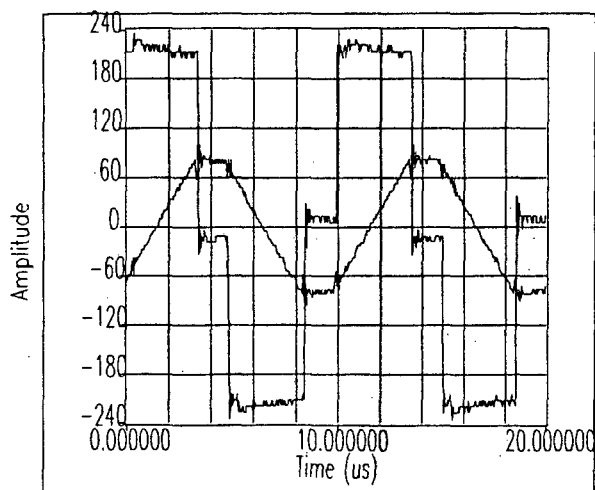


Fig. 5.5 - Tensão V_{AB} e Corrente no Indutor Auxiliar
Escala de tensão : 60 V / div
Escala de Corrente : 0,5 A / div
Escala de Tempo : $2\mu\text{s}$ / div

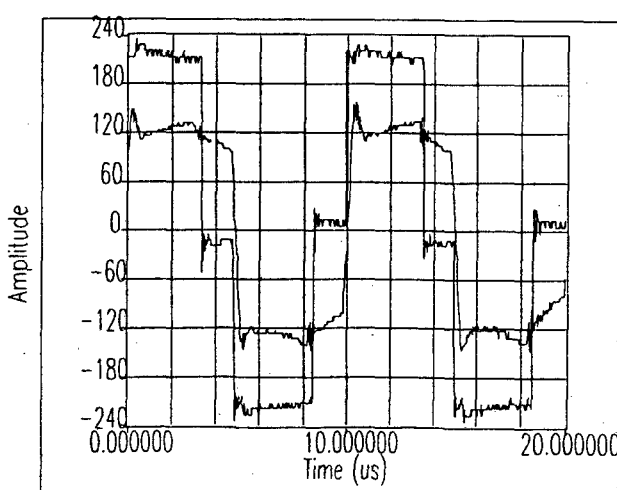


Fig. 5.6 - Tensão V_{AB} e Corrente no Indutor L_r
Escala de tensão : 60 V / div
Escala de Corrente : 5 A / div
Escala de Tempo : $2\mu\text{s}$ / div

É mostrado na figura 5.5 a tensão V_{AB} e a corrente no indutor auxiliar I_{La} . Esta corrente sobe até um valor máximo ($+I_{Lamax}$) durante a condução do MOSFET M_1 , durante a roda livre permanece aproximadamente constante e depois decresce até $(-I_{Lamax})$ durante a condução da chave principal M_2 . No limite, para $D = 1$, a corrente em questão terá a forma triangular.

Novamente na figura 5.6 é apresentada a tensão V_{AB} e agora a corrente I_{Lr} .

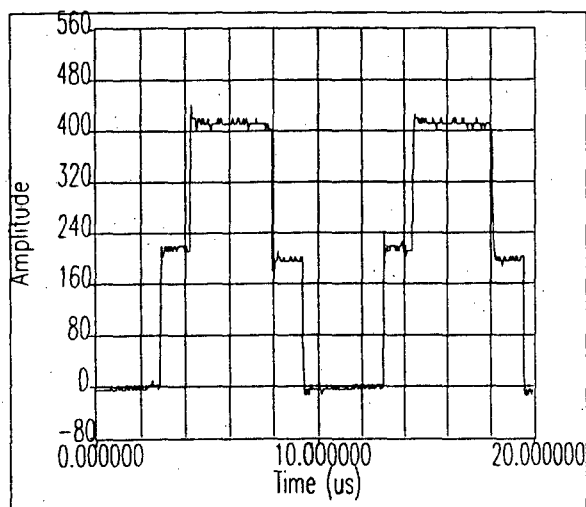
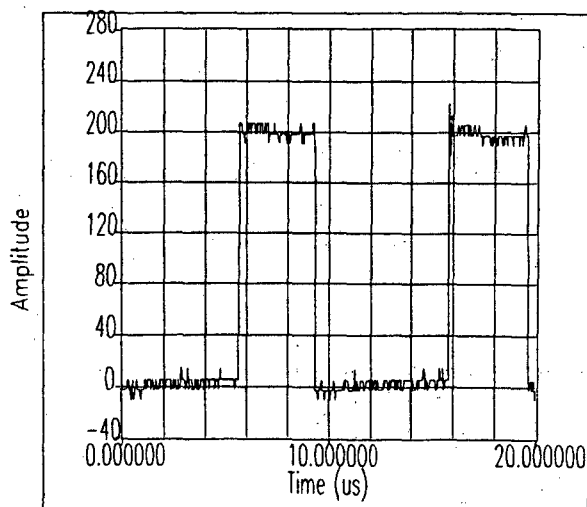


Fig. 5.7 - Tensão sobre o MOSFET M1

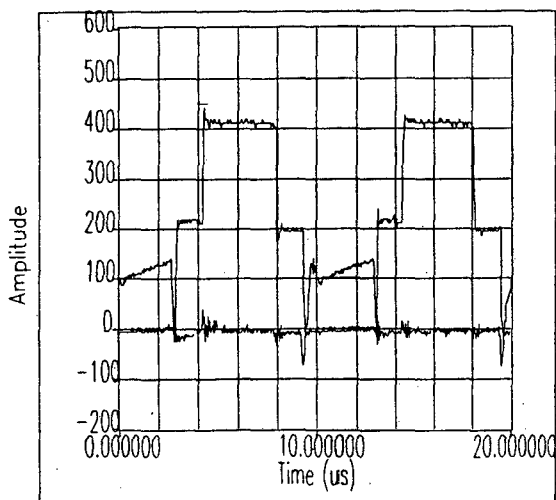
Escala de tensão : 80 V / div
Escala de Tempo : 2 μ S / div

Fig. 5.8 - Tensão sobre o MOSFET M₃

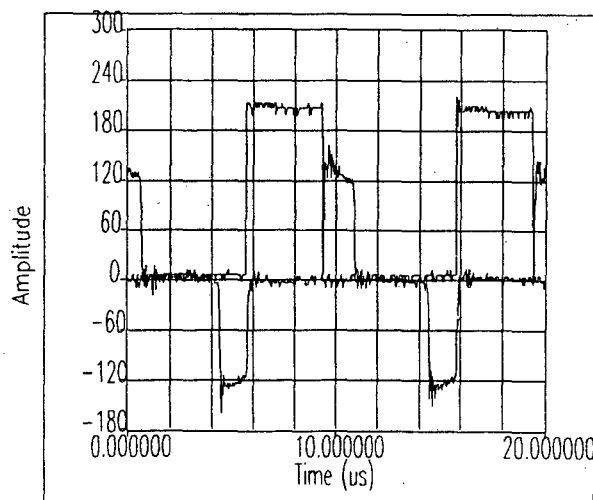
Escala de tensão : 40 V / div
Escala de Tempo : 2 μ S / div

A tensão no MOSFET M₁ é apresentada na figura 5.7. Percebe-se que a tensão máxima sobre a chave é de (+E). Durante o intervalo de roda livre a tensão sobre a chave é igual (+E/2) e zero durante a condução.

Na figura 5.8 é apresentada a tensão na chave M3. Nota-se que referida tensão somente alcança a +E/2, metade da tensão sobre as chaves principais. A tensão sobre o MOSFET M₄ é igual a apresentada.

Fig 5.9 - Tensão e Corrente no MOSFET M₁

Escala de Tensão : 100 V / div
Escala de Corrente : 10 A / div
Escala de Tempo : 2 μ S / div

Fig 5.10 - Tensão e Corrente no MOSFET M₃

Escala de Tensão : 60 V / div
Escala de Corrente : 5 A / div
Escala de Tempo : 2 μ S / div

A comutação ZVS é mostrada na figura 5.9 onde é apresentada a tensão e a corrente sobre o MOSFET M₁ para potência nominal (1500 W).

Na figura 5.10 é apresentada a tensão e corrente no MOSFET auxiliar M₃.

5.3 - Eficiência

Na figura 5.11 é apresentada a curva experimental da eficiência do conversor proposto em função da corrente de carga, para uma tensão de saída constante igual a 60 Volts. O conversor construído apresentou um rendimento à plena carga de 88,8%.

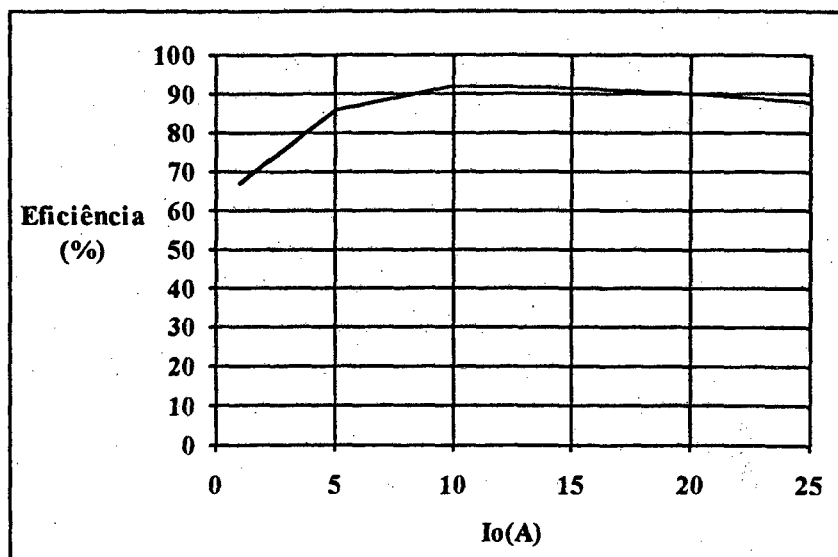


Fig. 5.11 - Eficiência versus Corrente de Carga

A característica Eficiência $\times I_o$ foi optida através da medida da potência de saída e nas fontes de entrada, com utilização de volímetros e amperímetros.

As principais fontes de perdas são nominalmente citadas pela ordem de importância:

- perdas nos retificadores;
- perdas de condução dos Mosfets;
- perdas magnéticas;
- perdas no grampeador.

As perdas de chaveamento são desprezíveis em relação as citadas anteriormente, pois as comutações realizam-se em modo zero de tensão ZVS.

Na figura 5.12 é apresentada a curva da tensão média na saída (V_{om}) pela corrente de carga na saída (I_o). A curva teórica é apresentada em traço cheio e a curva levantada em laboratório pelo traço pontilhado.

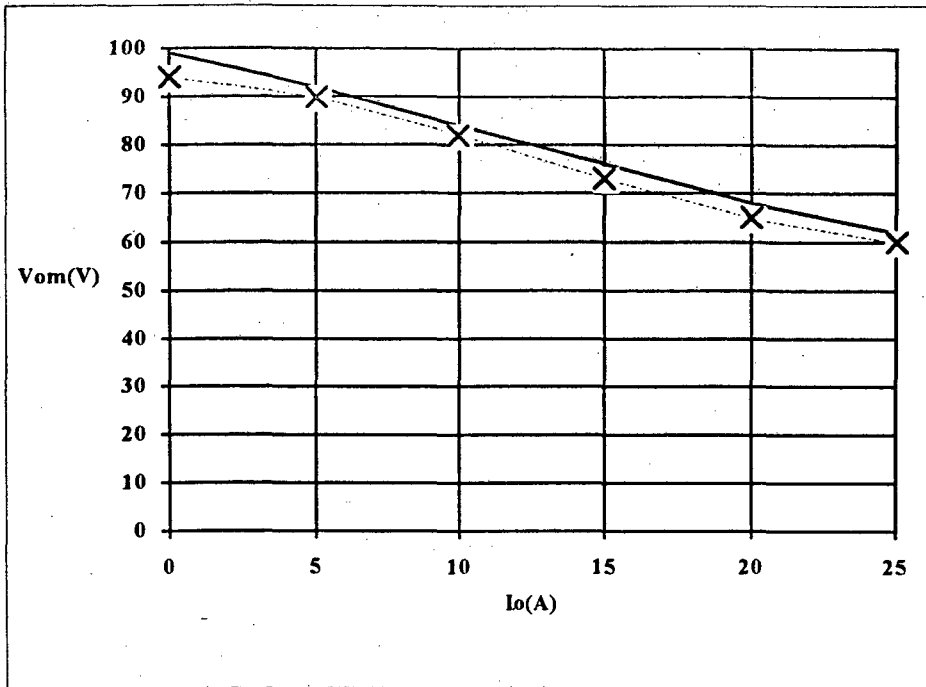


Fig. 5.12 - Tensão Média de Saída (V_{om}) versus corrente de carga I_o , experimental e teórico

5.4 - Conclusão:

Os resultados obtidos com o protótipo montado em laboratório mostram que os cálculos apresentados no capítulo referente ao projeto (Capítulo 4) estão corretos.

Questiona-se os instrumentos (amperímetro e voltmímetro) usados na medição, já que a estrutura não teve um aumento de temperatura significativo para que as perdas fossem tão altas.

Uma pequena melhora houve quando trocou-se as chaves auxiliares por outras de menor resistência. Esta melhora se deu principalmente (aproximadamente 1%) em potências menores, quando as chaves auxiliares conduzem por mais tempo durante um período. Acredita-se que se fossem trocadas as chaves principais por chaves de menor resistência a eficiência da estrutura seria maior.

Conclusões Gerais

A utilização de comutação ZVS propicia um elevado rendimento em uma frequência de chaveamento relativamente alta. Com isto, as dimensões do conversor são bastante reduzidas, tornando-o atrativo comercialmente.

Outra vantagem da comutação ZVS é a esperada redução de níveis de interferência eletromagnética e de radio frequência (EMI e RFI).

O comando com o princípio de Tiristor Dual evita a possibilidade de curto-circuito de braço, elevando a confiabilidade e simplificando o circuito de comando.

Se comparada a estrutura em questão, com a Full-Bridge [2], percebe-se que na transferência de potência para a carga, a segunda possui duas chaves em série enquanto a Half-Bridge apenas uma, ocasionando perdas de condução menores a favor do Half-Bridge.

A tensão nas chaves auxiliares (M_3 e M_4) é a metade da tensão nas chaves principais (M_1 e M_2) e se projetado para uma razão cíclica alta a corrente nestas chaves (auxiliares) é pequena, o que pode representar economia, já que o custo das chaves de potência é função direta da tensão máxima admissível pela chave, como também evidentemente, da corrente eficaz.

Especial atenção deve ser dada à resistência de condução da chave a ser utilizada. Verifica-se que há uma relação entre a resistência de condução (R_{on}) e a tensão Dreno-Fonte máxima (V_{DSmax}) que é a seguinte $R_{on} \propto V_{DSmax}^{2,5}$.

O circuito auxiliar de comutação assegura comutação em zero de tensão ZVS para toda a faixa de carga. Em contrapartida, causa um aumento da energia circulante no conversor; entretanto esta energia circulante não provoca uma significativa redução na eficiência total do conversor à plena carga.

A partir de ensaios efetuados com um protótipo previamente determinado a partir dos critérios de projeto apresentados, verifica-se que os resultados apresentaram boa concordância com o modelo e com as simulações efetuadas.

Sugere-se como próximos passos para a continuidade deste estudo:

- Implementação de uma malha de controle;
- Colocação de um indutor não-linear no lugar do indutor ressonante L_r à fim de diminuir a perda de razão-cíclica [9], pois o mesmo para valores baixos de corrente apresenta indutância nominal e para valores elevados satura, apresentando baixo valor de indutância.

Referências Bibliográficas

- [1] PINHEIRO, J. R. "Conversores CC-CC Três-Níveis com Comutação sob Zero de Tensão", Proposta de Tese de Doutorado, Florianópolis, Universidade Federal de Santa Catarina, 1993.
- [2] VIEIRA, J. L. F. "Concepção, Análise e Projeto de Sistemas de Alimentação em Corrente Contínua de Alto Desempenho com Altas Frequências e Potências", Tese de Doutorado, Universidade Federal de Santa Catarina, 1993.
- [3] A. Narbal, I. Takahashi, and H. Akagi, "A New Neutral-Clamped PWM Inverter", IEEE Conf. Record Vol. 2, IAS Annual Meeting 1980, pp 761 à 766.
- [4] THORNTON, "Catálogo de Ferrites"
- [5] BARBI, I. "Projetos de Fontes Chaveadas", Publicação Interna, Universidade Federal de Santa Catarina, 1990.
- [6] L.H. MWEENE, C. A. WRIGHT and M. F. SCHLECHT, "A 1KW, 500KHz Front-End Converter for a Distribuidet Power Supply System" Applied Power Eletronics Conference, 1989, pp 423-432.
- [7] APT, Advanced Power Tecnology, N-Channel Enhancement Mode High Voltage Power MOSFET, USA, 1992.
- [8] SOUZA, A. F. & MARTINS, D. C. "Manual de Utilização do Programa SCVOLT Simulação de Conversores Estáticos" Florianópolis SC, Universidade Federal de Santa Catarina, Publicação Interna, 1990.
- [9] PRADO, R. N. "Efeitos do Indutor Ressonante Não Linear sobre o comportamento dos Conversores Quase-Ressonantes com Comutação sob Tensão Nula", Tese de Doutorado, UFSC, 1993.

Apêndice

Comando das Chaves

O circuito de comando foi implementado com poucos componentes, como pode-se verificar na figura (a).

O componente principal deste circuito é o integrado LM 3524, que gera os pulsos que depois de passar por uma lógica através de portas (CMOS 4001) e um flip-flop (CMOS 4013) são distribuídos para um CMOS 4093 que manda estes sinais para os Tiristores - Duais (Circuito b).

Apesar do integrado LM 3524 possuir um pino (pino 10) para desabilitação dos pulsos gerados, obteve-se por colocar o circuito de proteção de sobrecorrente o mais próximo possível das chaves a fim de minimizar os tempos para sua atuação se necessário.

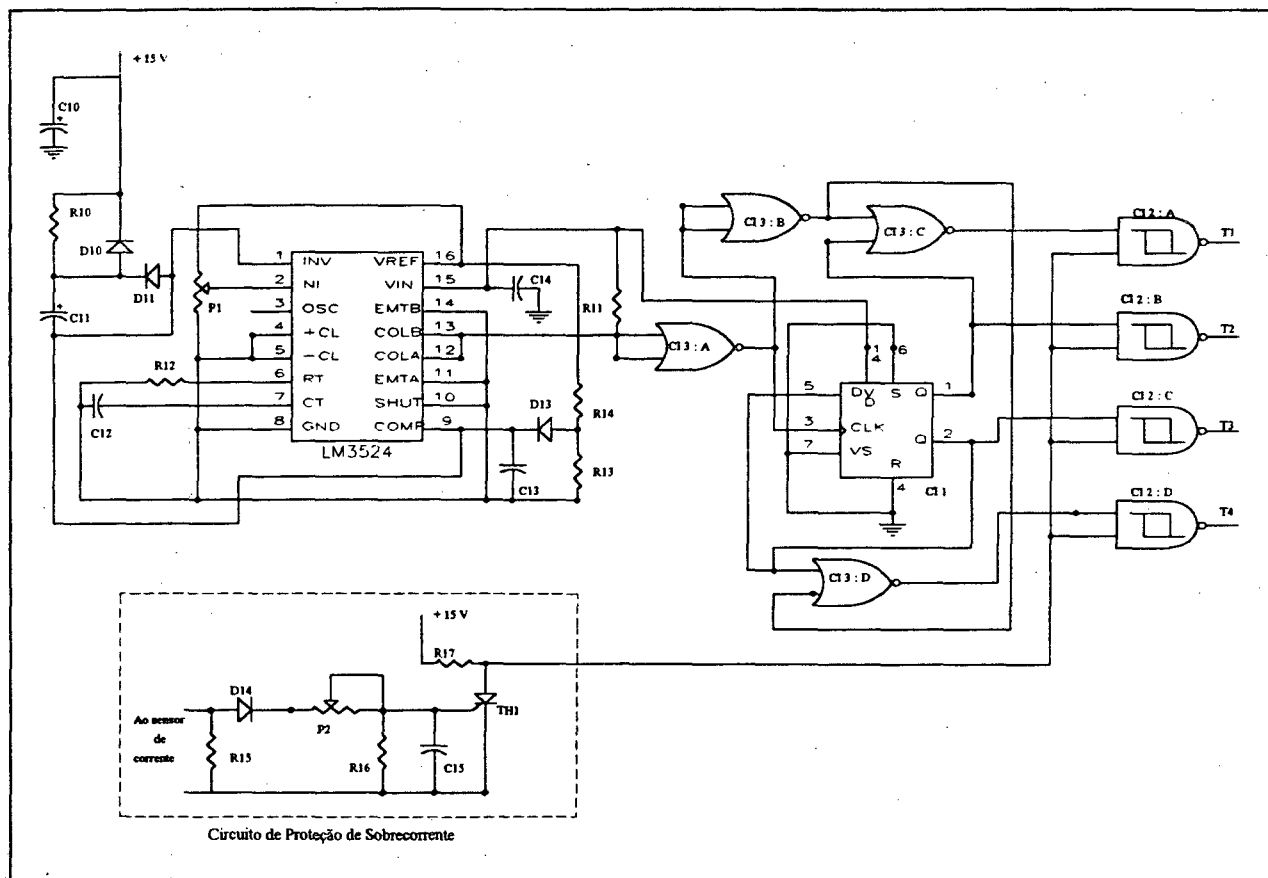


Fig. a - Circuito de Comando

R10 : 47 K Ω x 1/4 W
 R11 : 1 K Ω x 1/4 W
 R12 : 4,7K Ω x 1/4 W
 R13 : 68 Ω x 1/4 W
 R14 : 180 Ω x 1/4 W
 R15 : 3,3 Ω x 1/4 W
 R16 : 1 K Ω x 1/4 W
 R17 : 120 Ω x 2 W

C10 : 1000 μ F x 25 V
 C11 : 220 μ F x 16 V
 C12 : 1nF
 C13 : 220pF
 C14 : 2,2 μ F
 C15 : 10nF

D10 : 1N4148
 D11 : 1N4148
 D12 : 1N4148
 D13 : 1N4148
 D14 : 1N4148
 TH1 : TIC 106 D

A figura (b) mostra um circuito de comando para MOSFETs utilizando o princípio do tiristor-dual. Pode-se verificar que, devido a este circuito, os MOSFETs somente irão entrar em condução após a tensão VDS atingir a um pequeno valor de tensão (geralmente entre 6 a 12 V, para tensão de alimentação de comando de 15V) pode ser ajustado através de R24 e R25 . Entretanto, este nível deve ser sempre maior do que a tensão de condução dos MOSFETs ($V_{DS_{on}}$).

Ao todo são quatro entradas, isto é, quatro circuitos idênticos a este para comandar os quatro MOSFETs.

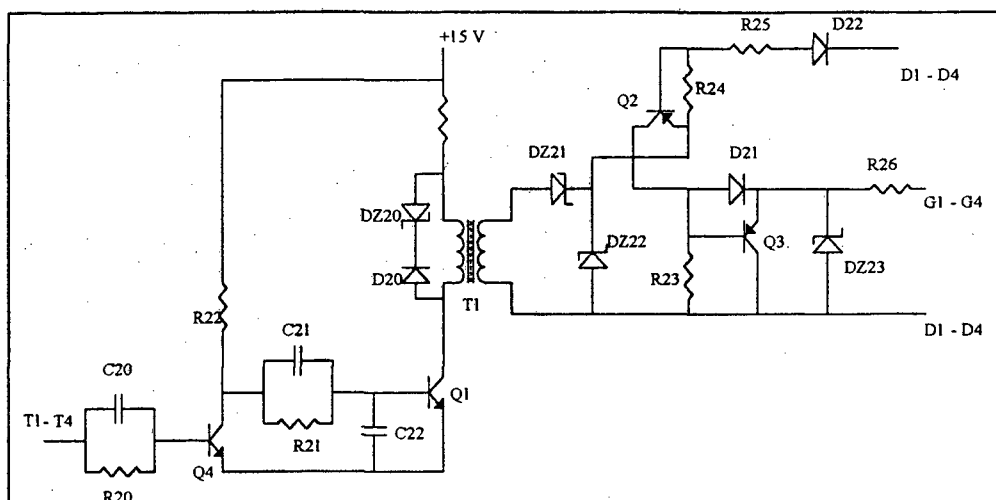


Fig. b - Circuito do Tiristor - Dual

C20 : 220 pF	C21 : 6,8 nF	C22 : 120 pF	
R20 : 56 K Ω	R21 : 8,2 K Ω	R22 : 1,5 K Ω	
R23 : 470 Ω	R24 : 1 K Ω	R25 : 1 K Ω	
D20 : 1N4148	D21 : 1N 4148	D22 : 1N 4937	
DZ20: 20V	DZ21 : 16 V	DZ22: 16 V	DZ23 : 16 V
Q1 : BC 337	Q2 : 2N2907A	Q3 : BC 328B	Q4 : BC 548 C